

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **10-117162**

(43)Date of publication of application : **06.05.1998**

(51)Int.Cl. **H04B 7/08**

H01Q 3/26

H04B 1/76

H04B 7/005

// H04B 1/04

(21)Application number : **09-141040** (71)Applicant : **MOTOROLA LTD**

(22)Date of filing : **15.05.1997** (72)Inventor : **NICHOLAS UINNETTO**

(30)Priority

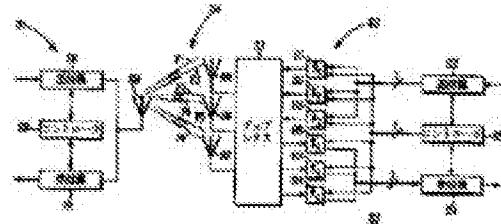
Priority number : **96 9610428** Priority date : **17.05.1996** Priority country : **GB**
96 9610357 **17.05.1996** **GB**

(54) DEVICE/METHOD FOR TRANSMISSION ROUTE WEIGHT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide improved antenna array weight by controlling a transmitter and adjusting weight related to an antenna in accordance with weight information received from the other communication equipment.

SOLUTION: The output of the transmitter 122 is connected to transmission route weight circuits 131, 133 and 135 and the transmission route weight circuits 131, 133 and 135 are connected to one of the antennas 106, 110 and 112 through a duplex circuit 113. The transmission route weight circuits 131, 133 and 135 weight signals outputted by the transmitter 122 in accordance with a control signal received from a controller 126. The signals outputted by the transmitter 122 can be connected to the transmission route weight circuits 131, 133 and 135 by respective conductors or lines and therefore they can respectively receive the signals or they can be connected by the common conductor or line. Thus, the transmission route weight circuits 131, 133 and 135 can receive the same signals.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-117162

(43)公開日 平成10年(1998)5月6日

(51)Int.Cl.⁶

H 04 B 7/08
H 01 Q 3/26
H 04 B 1/76
7/005
// H 04 B 1/04

識別記号

F I

H 04 B 7/08
H 01 Q 3/26
H 04 B 1/76
7/005
1/04

D
Z
Z

審査請求 未請求 請求項の数41 FD (全 19 頁)

(21)出願番号

特願平9-141040

(22)出願日

平成9年(1997)5月15日

(31)優先権主張番号 9610428.6

(32)優先日 1996年5月17日

(33)優先権主張国 イギリス(GB)

(31)優先権主張番号 9610357.7

(32)優先日 1996年5月17日

(33)優先権主張国 イギリス(GB)

(71)出願人 592012649

モトローラ・リミテッド

MOTOROLA LIMITED
イギリス国ハンツワース、ペイジングストー
ク、バイアブルズ・インダストリアル・エ
スティト、ジェイズ・クローズ、アールジ
-22 4ピーディ

(72)発明者 ニコラス・ウインネット

フランス国、パリ 75004、リュ・ド・
ラ・サリゼ 7

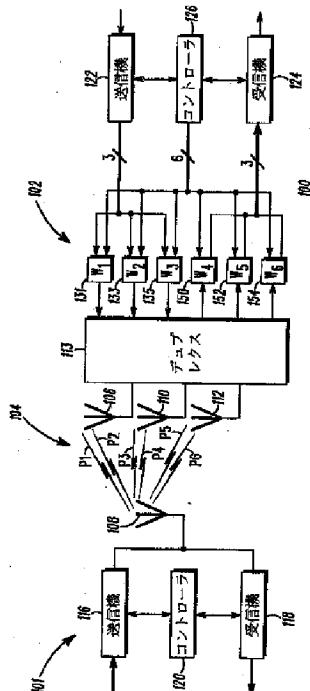
(74)代理人 弁理士 池内 義明

(54)【発明の名称】 送信経路重みのための装置および方法

(57)【要約】

【課題】 送信機のための改善されたアンテナアレイ重
みを提供する。

【解決手段】 受信通信装置101は送信通信装置10
2のアンテナアレイの少なくとも1つのアンテナ10
6, 110, 112を介して送信された基準信号を受信
する。受信通信装置は前記少なくとも1つのアンテナに
関連すべき重みを決定し、かつ重み情報を送信通信装置
に送信する。送信通信装置は受信通信装置から受信され
た重み情報にしたがって前記少なくとも1つのアンテナ
に関連する重みを調整する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1の通信装置における送信経路のための第2の通信装置における重みの発生方法であって、前記第1の通信装置における送信経路はアンテナを有するアンテナアレイを含み、前記方法は、

前記アンテナアレイのアンテナの内の少なくとも1つを介して送信された基準信号を第2の通信装置において受信する段階、

前記第2の通信装置において送信経路に対する少なくとも1つの重みを計算する段階、そして前記少なくとも1つの重みを前記第2の通信装置から前記第1の通信装置に送信する段階、

を具備する第1の通信装置における送信経路のための第2の通信装置における重みの発生方法。

【請求項2】 前記計算する段階は前記第2の通信装置において受信された前記基準信号の振幅および位相の複素共役を計算する段階を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記計算する段階は1組の所定の重みから前記少なくとも1つの重みを選択する段階を含み、前記選択される少なくとも1つの重みは前記複素共役に最も近い重みであることを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項4】 前記送信する段階は前記少なくとも1つの重みに対応するインデックスを送信する段階を含むことを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項5】 前記計算する段階は1組の所定の重みから前記少なくとも1つの重みに対する信号測定推定値を得る段階、および該信号測定推定値から前記少なくとも1つの重みを選択する段階を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項6】 前記1組の所定の重みは前の重みに基づき選択されることを特徴とする請求項3または5に記載の方法。

【請求項7】 さらに、前記第2の通信装置から1組の重みを受信しかつ前記第2の通信装置から受信された1組の重みから少なくとも1つの重みを選択する段階を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項8】 前記選択する段階は前記第1の通信装置におけるアンテナアレイの組合せされた出力において前記送信経路の性能を推定する段階を含むことを特徴とする請求項3、請求項5または請求項7に記載の方法。

【請求項9】 前記少なくとも1つの重みは前記第1の通信装置の受信機において決定されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項10】 前記1組の重みにおけるインデックスは記憶されたエラー保護コーディングを含み、かつ前記送信する段階はエラー保護コーディングされたインデックスを送信する段階を含むことを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項11】 アンテナアレイのアンテナに関する送信経路における少なくとも1つの重みを設定するためには通信装置を動作させる方法であって、

前記アンテナアレイにおけるアンテナの各々を介して基準信号を送信する段階、

前記アンテナの各々に対する重み情報を受信する段階、そして前記受信された重み情報にしたがって前記アンテナに関する送信経路の少なくとも1つにおける重みを設定する段階、

10 を具備することを特徴とするアンテナアレイのアンテナに関する送信経路における少なくとも1つの重みを設定するために通信装置を動作させる方法。

【請求項12】 前記重み情報は位相情報を含むことを特徴とする請求項11に記載の方法。

【請求項13】 前記重み情報は振幅情報を含むことを特徴とする請求項11または12に記載の方法。

【請求項14】 前記重み情報は前記送信経路に対する重みに対応するインデックス番号を含むことを特徴とする請求項11に記載の方法。

20 【請求項15】 第1の通信装置の送信経路を重み付けする方法であって、前記送信経路は前記第1の通信装置のアンテナアレイと送信機との間にあり、前記アンテナアレイは複数のアンテナを含み、前記方法は、

前記アンテナアレイにおけるアンテナを介して第2の通信装置に基準信号を送信する段階、

前記第2の通信装置において前記送信経路に対する少なくとも1つの重みを計算する段階、

前記計算された少なくとも1つの重みにしたがって、重み情報を前記第2の通信装置から前記第1の通信装置に送信する段階、そして前記第2の通信装置から受信した重み情報にしたがって前記第1の通信装置において少なくとも1つの重みを設定する段階、

を具備することを特徴とする第1の通信装置の送信経路を重み付けする方法。

【請求項16】 前記計算する段階は第2の通信装置において前記第2の通信装置への前記基準信号の送信の間の振幅および位相変化の複素共役を計算する段階を含むことを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項17】 前記計算する段階は1組の所定の重みから前記少なくとも1つの重みを選択する段階を含み、前記選択された少なくとも1つの重みは前記複素共役に最も近い前記所定の組における重みであることを特徴とする請求項16に記載の方法。

【請求項18】 前記送信する段階は前記少なくとも1つの重みに対応するインデックスを送信する段階を含むことを特徴とする請求項17に記載の方法。

【請求項19】 前記計算する段階は1組の所定の重みから前記複素共役に最も近い少なくとも1つの重みを選択する段階を含み、かつ前記送信する段階は前記選択された少なくとも1つの重みに対応するインデックスを送信

する段階を含むことを特徴とする請求項17に記載の方法。

【請求項20】 前記計算する段階は1組の所定の重みにおける重みに対する信号測定推定値を得、かつ前記信号測定推定値から前記少なくとも1つの重みを選択する段階を含むことを特徴とする請求項19に記載の方法。

【請求項21】 前記基準信号は前記アンテナの各々を介して個々に送信されることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項22】 前記基準信号は前記アンテナアレイの各アンテナを通して送信され、かつ前記アンテナの各々に対する基準信号は区別可能であることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項23】 前記アンテナの各々に対する基準信号はそれらの周波数によって区別可能であることを特徴とする請求項22に記載の方法。

【請求項24】 前記アンテナの各々に対する基準信号は時間によって区別可能であり、前記基準信号は異なる時間にそれとのアンテナに入力されることを特徴とする請求項22に記載の方法。

【請求項25】 1組の所定の重みが前記第1の通信装置から前記第2の通信装置に転送されることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項26】 さらに前の重みを決定する段階を含みかつ前記計算する段階は前記1組の所定の重みにおける重みの部分集合から選択を行ない、該重みの部分集合は前記前の重みにおける重みから決定されることを特徴とする請求項25に記載の方法。

【請求項27】 前記計算する段階は前記第1の通信装置においてアンテナアレイの組合せられた出力における送信経路の性能を推定する段階を含むことを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項28】 さらに、前記第1の通信装置の受信機において少なくとも1つの重みの内の1つの重みを決定する段階を含むことを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項29】 前記所定のリストに関するインデックスは記憶されたエラー保護コーディングを含み、かつ前記送信する段階はエラー保護コーディングされたインデックスを送信する段階を含むことを特徴とする請求項25に記載の方法。

【請求項30】 通信装置であって、

送信機、

複数のアンテナ、

前記アンテナの各々と前記送信機との間に接続された重み回路、そして前記重み回路に結合されたコントローラであって、該コントローラは前記アンテナの少なくとも1つを介して基準信号を送信するよう前記送信機を制御しかつ他の通信装置から受信された重み情報にしたがって前記アンテナの少なくとも1つに関連する重みを調整

するよう前記重み回路の内の少なくとも1つを制御することによって、前記重み回路を含む送信経路が前記少なくとも1つのアンテナを通して送信された基準信号にしたがって変えることができるようとするもの、

を具備することを特徴とする通信装置。

【請求項31】 さらに、所定の重みを記憶するためのメモリを含み、前記重み情報は前記少なくとも1つのアンテナに関連する重みに関連するインデックス番号を含み、かつ前記コントローラは前記インデックス番号から前記重み回路の少なくとも1つを制御することを特徴とする請求項30に記載の通信装置。

【請求項32】 前記重み情報は位相情報を含み、前記コントローラは該位相情報をしたがって前記重み回路の少なくとも1つを制御することを特徴とする請求項30に記載の通信装置。

【請求項33】 前記重み情報は振幅情報を含み、前記コントローラは該振幅情報をしたがって前記重み回路の少なくとも1つを制御することを特徴とする請求項30に記載の通信装置。

20 【請求項34】 受信通信装置であって、
送信通信装置における複数のアンテナの各々を介して送信された基準信号を受信する受信機、
各々のアンテナから受信された前記基準信号から前記送信通信装置の送信経路に対する少なくとも1つの重みを計算するための回路、そして前記送信通信装置に対し前記少なくとも1つの重みを送信するための送信機、
を具備することを特徴とする受信通信装置。

【請求項35】 前記受信機はコードブックを格納するメモリを含み、該コードブックは前記送信通信装置の送信経路に対するコードブック重みを含むことを特徴とする請求項34に記載の受信通信装置。

【請求項36】 前記コードブック重みはコードブックインデックスに関連し、かつ該コードブックインデックスはエラー訂正コーディングを含むことを特徴とする請求項35に記載の受信通信装置。

【請求項37】 前記メモリは前の選択の重みを記憶し、かつ前記回路は前記コードブックおよび前記前の重みを使用して前記少なくとも1つの重みを計算することを特徴とする請求項35に記載の受信通信装置。

40 【請求項38】 前記重みは前記送信経路におけるピーク電力を制限するよう選択されることを特徴とする請求項35または36に記載の受信通信装置。

【請求項39】 前記コードブックは前記コードブックが送信通信装置におけるコードブックと同じであるかを調べるため検査されることを特徴とする請求項36に記載の受信通信装置。

【請求項40】 前記コードブックは受信通信装置および送信通信装置の内的一方から送信通信装置および受信通信装置の内の方のものへコードブックを送信することにより検査されることを特徴とする請求項39に記載

の通信装置。

【請求項41】前記回路は重みおよび位相値を受信された基準信号からおよび前記受信通信装置における基準信号の重みから計算することを特徴とする請求項34に記載の通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はアンテナアレイに関する。

【0002】

【従来の技術】アンテナアレイは無線通信リンクを通して無線周波(RF)信号を通信するために使用される複数のアンテナを有する。アンテナアレイはあるカバーレージエリアに対し良好なアンテナパターンを提供することによって単一のアンテナに対して改善された性能を提供する。

【0003】アンテナアレイにより改善されたアンテナパターンを提供できるものの、通信装置の間で通信される信号は妨害を受けやすい。建物、丘および他の物体がマルチバス波伝搬を生じさせ、かつ通信装置およびエネルギー源はノイズを導入し、結果として通信装置の間で通信される信号にエラーを生じさせる。

【0004】これらのエラーを低減するため、アンテナアレイを使用する通信装置の受信経路を最適化するための技術が開発されている。前記アレイにおける個々のアンテナの各々によって検出される信号の重み(weight)を変えることにより、特定の方向からより良好に信号を検出またはマルチバス信号の非破壊的(nondestructive)組合わせを可能にするためにアンテナパターンを変えることが可能になる。これらの技術は受信機の出力を測定することにより受信経路利得を最大にするためにアンテナアレイ信号の重みを調整する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、受信経路から得られる重みは送信経路に対して最適の重みを提供しない。

【0006】従って、送信機のための改善されたアンテナアレイ重みを提供することが望ましい。

【0007】

【課題を解決するための手段】通信装置はアンテナアレイのアンテナと送信機との間に接続された重み回路を含む。コントローラが該重み回路に結合されかつ少なくとも1つのアンテナを通して基準信号を送信するために前記送信機を制御しかつ他の通信装置から受信された重み情報に従って前記少なくとも1つのアンテナに関連する重みを調整し、それによって送信経路が前記少なくとも1つのアンテナを通り送信される基準信号に従って変えることができるようになる。

【0008】本発明の他の実施形態は送信通信装置にお

ける複数のアンテナの各々を通して送信された信号を受信する受信通信装置を含む。回路が各アンテナから受信された前記基準信号から他の通信装置の送信経路に対する少なくとも1つの重みを計算する。該少なくとも1つの重みは他の通信装置に通信される。

【0009】前記送信通信装置を動作させる方法もまた開示される。前記受信通信装置を動作させる方法もまた開示される

【0010】

10 【発明の実施の形態】図1の通信装置100は通信リンク104を介して通信する通信装置101および通信装置102を含む。通信装置101は無線モデム(変調器/復調器)、セルラ無線電話、コードレス無線電話、2方向無線機、ページャ、ベースまたはベースステーション、あるいは任意の他の通信装置とすることができる。通信装置102は通信装置101に対して相補的な(complementary)通信装置であり、かつ無線モデム(変調器/復調器)、セルラ無線電話、コードレス無線電話、2方向無線機、ページャ、ベースまたはベースステーション、あるいは任意の他の通信装置とすることができる。ここで使用されている「通信装置」はこれらの各々およびそれらの等価物に言及している。

【0011】通信リンク104はマルチバス伝搬を受ける可能性のある無線周波無線リンクである。従って、経路またはバスP1およびP2は通信装置102の第1のアンテナ106と通信装置101のアンテナ108との間の2つの信号経路を表す。通信経路P3およびP4はアンテナ110およびアンテナ118の間に伸びている。通信経路P5およびP6はアンテナ112とアンテナ108との間に伸びている。アンテナ106、110および112の内のいずれか1つおよびアンテナ108の間の通信経路の実際の数は2より小さくても良くあるいは大きても良いことは理解されるであろう。

【0012】通信装置101はアンテナ108に接続された送信機116および受信機118を含む。送信機116および受信機118はコントローラ120によって制御される。送信機116は無線通信のための任意の適切な商業的に入手可能な送信機を使用して実施される。受信機118は無線通信のための任意の適切な商業的に

40 入手可能な受信機を使用して実施される。コントローラ120はマイクロプロセッサ、デジタル信号プロセッサ(DSP)、プログラマブル論理ユニット(PLU)、その他を使用して構成される。送信機116および受信機118はアンテナ108に接続され該アンテナを介して信号を送信しかつ受信する。

【0013】通信装置102は送信機122、受信機124およびコントローラ126を含む。コントローラ126はマイクロプロセッサ、デジタル信号プロセッサ、プログラマブル論理ユニット、コンピュータその他を使用して構成できる。コントローラ126は送信機122

および受信機124の動作を制御する。送信機122は無線通信のための任意の適切な商業的に入手可能な送信機を使用して実施される。受信機124は無線通信のための任意の適切な商業的に入手可能な受信機を使用して実施される。

【0014】送信機122の出力は送信経路重み回路131, 133および135に接続されている。該送信経路重み回路の各々は次にデュプレクス回路113を介してアンテナ106, 110および112の内のそれぞれの1つに接続されている。送信経路重み回路はコントローラ126から受信された制御信号に従って送信機により出力される信号を重み付けする。送信機によって出力される信号はそれぞれの導体または線路によって送信経路重み回路131, 133および135に接続することができ、それによって各々がそれぞれの信号を受信することができるようになります。あるいは共通の導体または線路によって接続され、前記送信経路重み回路がすべて同じ信号を受信するようになります。

【0015】受信機124の入力は前記受信経路重み回路150, 152および154の出力に接続されている。受信経路重み回路の各々はデュプレクス回路113を介してアンテナ106, 110および112の内のそれぞれの1つからそれぞれの信号を受ける。

【0016】デュプレクス回路113は任意の適切なデュプレクス装置、スイッチ回路、フィルタ、その他を使用して実施できる。デュプレクス回路113はアンテナを送信および受信経路に接続してフルデュプレクスまたはハーフデュプレクス動作を提供する。

【0017】前記送信経路重み回路131, 133および135は図2により詳細に示されている。前記送信経路重み回路131は位相シフト回路230および可変利得増幅器236を含む。前記送信経路重み回路133は位相シフト回路232および可変利得増幅器238を含む。前記送信経路重み回路135は位相シフト回路234および可変利得増幅器240を含む。もし前記重みが信号の位相の変化のみを必要とする場合は前記可変利得増幅器に代えて固定利得増幅器を利用することができます。前記位相シフト回路230, 232および234の各々は独立に制御され、従って前記アンテナはそれらに入力される独立の位相信号を有する。前記増幅器の各々はコントローラ126によって独立に制御される。信号の利得および位相を調整する他の手段は当業者に理解さ

れるであろう。例えば、信号レベルはソフトウエアの制御の下にデジタル信号プロセッサによって調整されかつ定利得増幅器を通して出力することもできる。

【0018】可変利得増幅器236, 238および240は各々それぞれのスイッチ250, 252および254を通してそれぞれのアンテナ106, 110および112へと選択的に接続される。前記スイッチはそこから送信/受信情報をするためにコントローラ126に接続される。送信モードにおいては、前記スイッチは図2に示されるように接続される。受信モードでは、アンテナ106, 110および112が受信経路重み回路150, 152および154に接続される。

【0019】前記受信経路重み回路150, 152および154は各々コントローラ126から制御信号を受ける。前記受信経路重み回路の各々は個別に制御される。前記受信経路重み回路150, 152および154の出力は受信機124に入力される。コントローラ126は知られたアルゴリズムに従って重み係数(weighting factors)W4, W5およびW6を調整する。一般に、コントローラ126は受信機124の出力に応答し前記係数W4, W5およびW6の各々を調整して受信信号品質を最適化する。受信信号経路は典型的には受信振幅または電力を最大にすることにより、あるいはノイズプラス妨害に対する所望の信号の比率の評価または推定値を最大にすることにより最適化される。

【0020】コントローラ126は位相シフト回路230, 232および234に対する位相信号を発生し、かつメモリ160に記憶された所定の値に従って可変利得増幅器236, 238および240の利得を制御する。以下の表、またはここで使用される「コードブック(codetable)」、は3つのアンテナ106, 110および112を含む送信経路に対する重みを示す。利得および位相並びに等価複素表記が与えられている。これらの例においては、 $\alpha = 1 / (6)^{1/2}$ および $\beta = 1 / (3)^{1/2}$ である。16のベクトルにより、メモリ160は3つのアンテナに対する以下の値を記憶し、インデクスまたはベクトル番号を左の欄に、かつ3つの送信経路重み回路131, 133および135に対する重みW1, W2およびW3を他の欄に有している。

【0021】

【表1】

ベクトル番号	w ₁ (利得、位相)	w ₂ (利得、位相)	w ₃ (利得、位相)
0	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
1	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
2	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
3	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
4	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
5	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
6	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
7	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
8	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
9	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
10	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
11	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
12	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
13	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
14	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
15	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$

この表は位相シフトのみを表している。これは送信信号の位相が調整されかつ可変利得増幅器236, 238および240の利得は調整されないことを意味する。デジタル位相調整の構成に対しては、複素ベースバンドデジタル信号は上の複素数によって乗算される。 2^4 ベクト

ルがあるから、ベクトルに対するインデクスを特定するのに4ビットが必要である。
20 【0022】より大きな値の表も使用できる。次の表2は31の重みの組合せを与える。

【表2】

ベクトル番号	w1(利得、位相)	w2(利得、位相)	w3(利得、位相)
0	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
1	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
2	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
3	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
4	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
5	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
6	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
7	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
8	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
9	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
10	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
11	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
12	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
13	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
14	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
15	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
16	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
17	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0+j\beta(0, 90^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
18	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$-\beta+j0(0, 180^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
19	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0-j\beta(0, -90^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
20	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(0, 0^\circ)$
21	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$0-j\beta(0, 90^\circ)$
22	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$-\beta+j0(0, 180^\circ)$
23	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$0-j\beta(0, -90^\circ)$
24	$0+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(0, 0^\circ)$
25	$0+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$-\beta+j0(0, 180^\circ)$
26	$0+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0+j\beta(0, 90^\circ)$
27	$0+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(0, 0^\circ)$	$0-j\beta(0, -90^\circ)$
28	$1+j0(\gamma, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
29	$0+j0(0, 0^\circ)$	$1+j0(\gamma, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
30	$0+j0(0, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$1+j0(\gamma, 0^\circ)$

この表においては、 $\beta = 1 / (2)^{1/2}$ であり、かつ利得および位相が共に調整されアンテナの幾つかへの送信経路はしばしば完全にディスエーブルされその場合利得値は0である。ベクトルに対するインデクスを特定するために5ビット (2^5 の異なるベクトル) が必要とされる。これらの表は例として与えられており、かつ網羅的なものではない。他の大きさを有する表も規定でき、かつ同じ数のエントリを有する異なる表も使用できる。

【0023】前記利得および位相の値の各々は異なるアンテナパターンを生じさせる。可変利得増幅器の利得、および位相を変えることにより、アンテナパターンは変更することができる。アンテナパターンを変えることにより、アンテナアレイはベースのカバレージエリア内の異なる地理的ロケーションに位置する遠隔の通信装置に対しより良好な性能を提供でき、あるいは遠隔の通信装置にベースステーションと通信するためのより良好な位置を提供することができる。

【0024】動作においては、ブロック300(図3)

に示されるように、コントローラ126は通信装置101との通信リンクを始めに確立したことに応じて所定の値に従って送信経路W1、W2およびW3の重みを設定する。例えば、前記初期重みは前の接続からの最後の重みW1、W2およびW3とすることができる、前記初期重みは最も広いカバレージエリアを有するアンテナパターンに対応する重みとすることができます、あるいは受信経路

40 に対して計算された重みW4、W5およびW6が送信経路に対する初期重みW1、W2およびW3として使用できる。前記アンテナ重みは可変利得増幅器236、238および240の利得および位相シフト回路230、232および234の位相を設定することができ、あるいは位相シフト回路の位相のみを設定することができる。

【0025】通信の間に、情報パケットは送信機122によって、ブロック302に示されるように、通信装置101に送信される。他の通信装置101は送信機122から送信された信号を受信しあつアクノレッジメント

50 信号または肯定応答(ACK)またはノンアクノレッジ

メント信号または否定応答（NACK）を、技術的に知られているように、前記信号が正確に受信されたか否かに応じて送信し戻す。典型的には各々の情報パケットと共に合計検査（checksum）または巡回冗長検査（CRC）データが送信される。もしCRCまたは合計検査が実際に受信された情報パケットから生成されなければ、NACK信号が受信機124に送信される。

【0026】もしコントローラ126が、ブロック304に示されるように、肯定応答信号を受信すれば、次の情報パケットが送信される。もしNACKのようなエラー信号が、ブロック306に示されるように、通信装置101から受信されれば、コントローラ126はブロック308において新しいアンテナ重みW1、W2およびW3を選択する。これはアンテナパターンが変えられるように重みW1～W3を変更する。新しい重みは、前記表1または表2に表される、メモリ160に記憶されたコードブックにおける次のベクトル番号に関連する重みとすることができる。

【0027】コントローラ126は、判断ブロック310において、次のアンテナパターンが最近他の通信装置101からのエラー信号を経験したものであるか否か（例えば、新しいアンテナ重みが最後にまたは最近に使用された時に他の通信装置からNACKが受信されたか否か）を判定する。所定の期間をコントローラ126に設定することができる。コントローラ126はこの所定の期間内にそれがエラー信号を受けた場合に重みを選択することを許容しないであろう。これはコントローラ126が接続品質がいずれの重みもエラーのない接続を提供しないものである場合に各パターンを通して急速に循環する（cycling through）のを防止する。

【0028】もしエラーメッセージが受信されれば、コントローラ126は、判断ブロック312において、送信機122を情報を再送信するよう制御する。コントローラ126は次にブロック304に戻り他の通信装置からの肯定応答信号またはエラー信号を待機する。

【0029】判断ブロック304および306は通常の送信プロセスの間に生じるエラー信号による割込み開始によって実行できることが理解される。従って、それらの間の符号化およびインタリーブと共に、パケットのパッファリング、ならびに変調および送信は通信装置102の継続している（ongoing）プロセスとすることができます。NACKのような、エラー信号の検出に応じて、コントローラ126は重みW1、W2およびW3を変えるために送信を短時間の間中断する。送信プロセスは次に再開される。

【0030】重みW4、W5およびW6がコントローラ126によって受信機124により出力される信号に基づき調整されることも理解されるであろう。そのような重み付けの方法は技術的に良く知られている。

【0031】本発明は特にGSM通信システムのような送信および受信経路が異なる周波数を有する通信システムにおいて有利である。そのような環境では、受信経路重み回路150、152および154による受信経路の重みは必ずしも送信経路重み回路131、133および135による送信経路に対する最適の重みを示していない。これは伝搬遅延、妨害または干渉、および他の周波数に敏感な現象による。

【0032】他の重要な考慮事項は通信装置101および102がお互いに対して移動する速度またはレートである。もし通信装置101が高速で進行しており、かつ通信装置102が静止していれば、伝搬経路P1-P6は急速に変化する。他の時間には、通信装置101および102はお互いに関して移動していないかもしれない。これは歩行者の状況において当てはまり、その場合はセルラ電話のユーザが静止して立っているかあるいは電話呼の間に歩いている状況である。そのような歩行者の状況では、前記経路P1-P6は低いレートで変化しているかあるいは全く変化しない。

【0033】通信装置101および102の一方または双方は好適に該通信装置101および102がお互いに対して移動している速度を決定することができる。例えば、変化の速度を決定するためにドップラ測定を使用できる。コントローラ126は変化の速度の情報を使用して位相および振幅の設定を変えるべきか否かを決定する。より詳細には、本発明は特に通信装置101および102が低速で移動しているかあるいはお互いに対して移動していない場合に都合がよく、それはこれらの状況ではNACKの受信における遅延は性能に対し最も少しの害しか与えないからである。これらの状況では、アンテナパターンの選択は呼の間の電話の性能にかなりの影響を与える可能性がある。これはユーザに最善のサービスを行うアンテナパターンは変化しないという事実による。さらに、悪いアンテナパターンはその呼にわたり望ましくない状態に留まっている傾向にある。

【0034】通信装置101が高速で進行する車両内にある状況においては、通信装置101に最善のサービスを行うアンテナパターンを生成する重みは急速に変化する可能性がある。従って、エラー信号が受信されるたびごとにアンテナパターンを変えることは通信システム100の性能における実質的な改善を生じる結果とはならない。さらに、ある瞬間にうまく作用しない重みは少しの後に最善の選択となる可能性があり、これは結果として重みW1、W2およびW3の急速な切替えを生じさせる。速度の影響はもちろんシステムの設計、特にパケットの送信とNACKの受信との間の遅延、に依存する。

【0035】利得および位相値を記憶するメモリ160は最も最近に使用されたアンテナパターンのテーブルを記憶することができる。エラー指示を生じる結果となつたパターンは所定の期間の間使用されないことが好まし

い。該所定の期間は好ましくは通信装置1001および1002がお互いに対して移動している速度に従って調整可能である。従って、通信装置1001および1002が別々に移動していない場合は、前記期間は通信装置1001および1002の全接続時間に等しくすることができる。あるいは、受信装置1001および1002がお互いに対して急速に移動している場合は、前記期間は非常に短く、あるいはゼロにすることができる。いずれの場合にも、前記所定の期間は前にエラーを生じる結果となったかつチャネルが大きく変化しなければ依然として悪い性能を提供する重みベクトルの再選択を防止するためチャネルの相関時間 (correlation time) より大きくすべきである。

【0036】上の実施形態の利点は通信装置1000が他の通信装置の助けなしに重みを変えることである。従って、重み調整回路は現存の機器を更新することなく現存のシステムにおいて実施できる。

【0037】他の実施形態によれば、通信装置1002によって信号が送信され送信経路重み回路131, 133および135を決定し該決定は通信装置1001において行われる。この実施形態につき図4および図5を参照して説明する。コントローラ126は、ブロック400に示されるように、アンテナ106に供給される基準信号を発生するために送信機122を制御する。該基準信号はトーンまたは任意の他の適切な信号とすることができる。

【0038】前記基準信号はアンテナ106に対し可変利得増幅器238および240の利得をゼロの利得を有するように制御しかつ可変利得増幅器236を非ゼロ利得を持つよう制御することによって供給される。コントローラ126は送信機122を制御して、ブロック404に示されるように、トーン信号をアンテナ110に出力させる。該トーンをアンテナ110にのみ供給するために、可変利得増幅器238の利得のみが非ゼロの値を有する。コントローラ126は、ブロック406に示されるようにアンテナ112にトーン信号を出力するために送信機122を制御する。該トーンをアンテナ112のみに供給するため、可変利得増幅器240の利得のみが非ゼロの値を有する。

【0039】従って、所定のトーンが各々のアンテナに異なる時間に入力される。あるいは、異なる周波数の信号が同時に各アンテナ106, 110および112に入力されてもよく、または異なるコードを有する信号が同時に各アンテナに入力されてもよい。しかしながら、これら3つの手段のいずれによっても、各アンテナに供給される信号は通信装置1001によって区別可能でなければならない。

【0040】送信機122は送信機122から送信経路重み回路131, 133および135へと伸びているバスの3つのそれぞれの導体を通して送信経路重み回路1

31, 133および135に接続できることが理解されるであろう。これは各々のアンテナに対して送信機122によって発生された異なる信号が個々に送信経路重み回路に印加できるようにする。

【0041】コントローラ126は判断ブロック408に示されるように受信機124において重み信号を受信するのを待機する。コントローラ126はあるいは重み信号が受信された時に標準的な送信動作から割込みを受けることができる。いずれの場合でも、新しい重みが通信装置1001から受信された時、コントローラ126は送信経路重み回路131, 133および135の重みを、ブロック410に示されるように、通信装置1001から受信された値に変更する。もし通信装置1001からインデクスが受信されれば、コントローラ126は該インデクスに関連する重みをメモリ160内のコードブックから選択しかつそれに従って送信経路重み回路131, 133および135を制御する。

【0042】通信装置1001の動作につき図5を参照して説明する。コントローラ120はブロック500, 502および504においてアンテナ106, 110および112の各々を介して送信された基準信号を受信する。それぞれのアンテナ106, 110および112に関連する信号は、図4に関して前に説明したように、時間的に分離されているが、もしそれらが異なる周波数を有する場合はそれらの周波数によって識別することもでき、あるいはもしそれらが異なる符号を有していればそれらの符号によって識別することもできる。コントローラ120はこのようにして各アンテナによって送信された基準信号を識別する。

【0043】コントローラ120は、ブロック506に示されるように、各々のアンテナ108, 110および112に対する受信信号レベルに基づき送信経路重み回路131, 133および135に対する最適の重みを計算する。最適の重みベクトルが受信された信号利得および位相から計算できる。各々のアンテナからの推定または評価された利得および位相の複素表現の複素共役が各アンテナの重みとして使用できる。各アンテナに対する推定または評価された利得および位相はコントローラ120によって受信された基準信号をコントローラ120に記憶された前記所定の基準信号の局部的コピー (local copy) と相関することにより得られる。これらの信号の間の相関の結果はアンテナ106, 110および112の各々からの送信経路の推定された利得および位相を示す。

【0044】あるいは、前記コードブックを使用して候補のリストから好ましい重みベクトルを選択することができる。これは前記推定された受信位相および利得の複素共役から計算される最適の重みベクトルに最も近いベクトルをコードブックから選択することによって行うことができる。あるいは受信通信装置において受信信号電

力を最大にするよう好ましい重みベクトルが選択される。

【0045】電力を最大にする重みはコードブックから計算できる。すでに述べたように、各々のアンテナから送られる基準信号の利得および位相は受信機において元の送信された基準信号の知られた局部的コピーによる相関によって推定される。重みベクトルは次に以下のようにして選択される。

【表3】

```

t = |w0Tc|
index = 0

do k=1 to K-1

  if |wkTc| > t then
    index = k
    t = |wkTc|
  end if

end do

```

この場合、i番目のアンテナ（アンテナ1、アンテナ2およびアンテナ3）から受信された信号の推定されたまたは計算された利得および位相はc_iによる複素表記によってかつ全てのアンテナに対する組(s e t)はベクトル_cによって表わされ、かつ所定のリストにおけるk番目の重みベクトルは_w_kであり通信装置102のメモリ160内にかつ通信装置101のコントローラ120内に記憶されたリストにはKのベクトルがある。|*|は複素数*の大きさを表わす。また、*Tはベクトルまたはマトリクス*の転置(transpose)を表わし、行および列が相互交換される。

【0046】なお、各表または式などにおいて、ベクトルなどを表わすために下線を有するアルファベットが使用されているが、明細書の説明文中ではアルファベットの前に下線記号“_”を配置したものを使用して表わしている。

【0047】この方法はインデクスコードブックの各ベクトルの重み_w_kおよび各々のアンテナc_iに対する重みおよび利得の計算値または推定値を乗算しつつその結果を加算してその特定の重みに対する一時的な振幅測定値tを発生する。これは前記特定の重みが送信機において適用されれば受信されるであろう信号の振幅の推定値または計算値である。最大のt(受信機における最も高い推定振幅)に関連するインデクスは通信装置102の送信経路に対する最適の重みとして選択される。該最適の重みに関連するインデクスが次に、ブロック508に示されるように、通信装置102に送信し戻される。

【0048】シミュレーションにより前記コードブック手法は適切な正規化および候補ベクトル分布が使用された場合に複素共役受信利得および位相の量子化手法より

もダウンリンクに関して容量オーバヘッドの要求が少ないことが示された。さらに、コードブックのエントリは以下の利点を提供するよう選択できる。信号がアンテナの1つより多くを介して放射されるように重みを選択することにより、単一のアンテナの送信経路が全ての電力を渡すことを要求されない。これは各々の経路における送信回路に対する個々の増幅器のピーク電力要求に対する制限を与え送信経路の1つが全ての電力を渡さなければならない可能性があるシステムに対しコストおよび寸法的な利点を提供する。

【0049】さらに、前記ルックアップテーブル、またはコードブック、は合計検査またはCRC情報のようなエラー保護コーディングを容易に可能にするため使用できる。エラー保護コーディングはインデクス情報と共にセーブされ、かつエラー保護コーディングの計算を要求することなく送信できる。これは送信機のエラー保護符号化の複雑さを低減する。

【0050】ルックアップテーブルの他の利点は各々のフレーム時間に評価された候補の重みベクトルが最も最近のフレームに対する重みベクトルに最も近いものとすることが可能である。これは低い速度が最適の重みベクトルをゆっくりと変化させる歩行者の環境に対するサーチの複雑さを低減し、それは前の重みが良好な選択を維持する傾向にあるからである。しかしながら、コントローラはまた前の選択の重みに最も近い重みが不満足である場合はコードブックの全ての重みを考慮することができる。

【0051】コードブックが使用される場合、通信装置101および102は同じ値を持たなければならない。これは通信装置の1つからのコードブックを他の通信装置へダウンロードすることにより達成できる。あるいは、ベクトル番号の値が両方の通信装置において同じであることを確認するために他の方法も使用できる。

【0052】図6を参照すると、情報パケットおよび基準信号の双方が通信装置102から通信装置101へ送信されることが分かる。基準信号は各々のアンテナから、代わるがわる、別個に送信される。係数を計算するために通信装置101において情報が処理されている時間と通信装置101において特定された重みベクトルが通信装置102によって使用される時間との間に遅延がある。通信装置102は次に通信装置101から受信された重みを使用して情報パケットを送信する。

【0053】情報パケットが送信される度ごとに、基準信号がアンテナ106、110および112から通信され、かつ通信装置101において次のパケットに対する新しい重みが計算される。フィードバック系における遅延の影響を最小にするため、前記基準信号は情報パケットと隣接しないよう配置することができ、この場合前記基準信号は通信装置102によって前記係数を使用して送られる情報パケットにより近くなる。あるいは、前記

基準信号は情報パケット内に配置することもできる。前記遅延を最小にしましたは除去するためにいずれの方法を使用しても前記基準信号は通信された後に生じるチャネルにおける変動から生じる問題のある通信を避けることができる。

【0054】また、コントローラ120は2つのパケットの情報と共に送信される基準信号から発生される重みからアンテナに対して重みを補間しましたは差しはさむことができる。2つの引き続く、間隔をあけた基準信号から係数を発生することにより、送信経路の特性の変化を最善の信号パターンを決定する上で考慮に入れることができる。

【0055】デジタルセルラ電話システム700（図7）の送信モードは第1の通信装置702および第2の通信装置704を含む。通信装置702はアンテナアレイ706を含みかつ通信装置704はアンテナアレイ708を含む。これらのアンテナアレイはPで表わされる複数の信号経路によって相互接続されている。通信装置702および704は2方向無線機、無線電話およびベースステーション、その他とすることができる。

【0056】通信装置702はコントローラ714を含み、該コントローラ714は音声およびデータ信号ならびに送信経路における重みW1、W2およびW3を選択するために制御信号を出力する。音声およびデータ信号はコーディングおよび変調回路716に入力される。重み制御信号は利得および位相シフト回路718に入力され、該利得および位相シフト回路718はコントローラ714からの振幅および位相制御信号を可変利得増幅器720～722および位相シフト回路724～726に結合する。送信信号はフレーミングおよび基準発生回路723を介して位相シフト回路724～726に入力される。

【0057】フレーミングおよび基準発生回路723はデータおよび音声を送信のためにフレーミングしましたはフレームに構成しかつ基準信号を位相シフト回路724～726に結合し、これはアンテナ728～730の各々に対し1つずつ結合される。それぞのベースバンド信号は、各々のアンテナに対し1つずつ、フレーミングおよび基準発生回路723によって形成され、かつ位相シフト回路724～726によって各々に対し適切な位相シフトが加えられる。

【0058】位相シフト回路724～726はデジタル的に乗算器によって提供され、したがってコードブックからの複素値が前記フレーミングおよび基準発生回路の出力によって乗算され位相シフトを生成することができる。位相シフト信号はデジタル～アナログ変換回路732においてアナログ信号に変換される。該アナログ信号の周波数はアップコンバータ734～736において増大され、かつそのより高い周波数の信号は可変利得増幅器720～722において増幅される。可変利得増幅器

720～722の利得は各々のアンテナに対する重みにしたがって選択される。したがって、送信経路における送信経路重み回路は位相シフト回路724～726および可変利得増幅器720～722を含む。この例では3つの位相シフト回路が示されているが、実際には2つを使用することのみが必要であり、それは絶対位相は重要ではなく、3つの送信経路重み回路の相対位相のみが重要なためである。

【0059】通信装置702の受信経路は、それぞれ、アンテナ728～730から受信された信号の周波数を低減するためのダウンコンバータ740～742を含む。ダウンコンバートされた信号はアナログ～デジタル変換回路744に入力され、該アナログ～デジタル変換回路744はダウンコンバータによって出力された各々の信号からそれぞれのデジタル信号を出力する。該デジタル信号は受信機プロセッサ750において復調される。

【0060】通信装置704は音声およびデータ信号ならびに送信経路における重みW1、W2およびW3を選択するための制御信号を出力するコントローラ752を含む。前記音声およびデータ信号はコーディングおよび変調回路754に入力される。前記重み制御信号は利得および位相シフト回路756に入力され、該利得および位相シフト回路756はコントローラ752からの振幅および位相制御信号を可変利得増幅器758～760および位相シフト回路762～764に結合する。前記送信信号はフレーミングおよび基準発生回路766を介して位相シフト回路762に対し764に入力される。前記フレーミングおよび基準発生回路766はデータおよび音声を送信のためにフレーミングしかつ基準信号を、各々のアンテナ768～770に対し1つずつ、位相シフト回路762～764に結合する。それぞのベースバンド信号は、各々のアンテナに対し1つずつ、形成され、かつ位相シフト回路762～764によって各々に対し適切な位相シフトが加えられる。位相シフトされた信号はデジタル～アナログ変換回路772においてアナログ信号に変換される。該アナログ信号の周波数はアップコンバータ774～776において増大されかつそのより高い周波数の信号は可変利得増幅器758～760において増幅される。前記可変利得増幅器の利得は各アンテナに対する重みにしたがって選択される。

【0061】通信装置704の受信経路は、それぞれ、アンテナ768～770からの信号に対するダウンコンバータ780～782を含む。ダウンコンバートされた信号はアナログ～デジタル変換回路784に入力され、該アナログ～デジタル変換回路784はダウンコンバータによって出力される信号の各々からそれぞれのデジタル信号を出力する。該デジタル信号は受信機プロセッサ790において復調される。

【0062】通信装置702および704は送信経路が

通信装置702から通信装置704へまたは通信装置704から通信装置702へとすることができるため同じであるものとして示されている。しかしながら、通信装置702および704は異なるものとすることができる。例えば、通信装置702はベースステーションでありかつ通信装置704は無線電話とすることができる。ベースステーションの場合は、送信経路はまた多数の同時的なユーザに対する信号を結合するためのマルチブレクサを含むであろう。ベースステーションの受信経路はまた異なる同時的なユーザからの信号を分離するために、デマルチブレクサを含むであろう。

【0063】送信経路に対する最適の重みの計算につき通信装置702から通信装置704への送信について説明するが、この説明は通信装置704から通信装置702への通信についても同様に適用できる。通信装置702および704は3つのアンテナを有するが、この説明は他の数のアンテナを有するシステムにも同様に適用でき、したがって送信通信装置の送信経路にIのアンテナを有しかつ受信通信装置の受信経路にNのアンテナを有するシステムにも一般的に適用できる。通信装置702から通信装置704への通信に対しては、Iは3に等しくNも3に等しい。

【0064】i番目の送信アンテナからn番目の受信機アンテナで受信された信号の計算または推定された利得および位相は(複素表記で) $c_{i,n}$ およびマトリクスC(N行および1列を備えた)による全ての組合せに対する組で表現される。送信機重みベクトル w によって生成されるアンテナ768～780における推定された利得および位相はしたがって C_w によって与えられる。重みベクトルはコードブックから次のようにして選択される。

【表4】

```

 $v = C_{w,0}$ 
 $t = v^H v$ 
 $index = 0$ 

do k=1 to K-1
   $v = C_{w,k}$ 
   $p = v^H v$ 

  if p > t then
    index = k
    t = p
  end if

end do

```

【0065】通信装置704のコントローラ752はこの方法を使用してマトリクスCを、コードブックにおける第1の重みベクトルである、重みベクトル w によって乗算することによりベクトル v を計算する。初期

値tは w から得られる前記ベクトル v から計算される。tのこの値は、送信機における重みベクトル w および受信機における信号の最大比結合によって受信機において得られる信号の振幅の推定値を表わす。最大比結合 (Maximum ratio combining) は複数のアンテナからの信号を組合わせるよく知られた技術である。ベクトル v はCおよび重みの各ベクトル w_k から得られる。コードブックからの各々の重みに対する推定された大きさpはその重みベクトルに対し v および v のエルミート変換 (Hermitean transform) を乗算することによって計算される。コントローラ752においてこのようにして測定された最も高い値のpに関連するインデックスkが送信通信装置702に送り戻される。コントローラ714は可変利得増幅器720～722および位相シフト回路724～726を制御して送信されたインデクス番号に対応する重みを持つようとする。

【0066】コントローラ752はこのようにして受信機プロセッサ790の出力における性能を推定または評価する。受信機プロセッサ790の出力はアンテナアレイ708のアンテナ768～770の組合せられた出力から得られる。この推定はまたコントローラ752によって決定される受信経路の重みに基づく。

【0067】上で述べたように、受信機に対して最大比結合器が使用される。最適結合 (optimum combining) のような他の最適化技術も特に妨害の影響を低減することが望ましい場合にはこれに代えて使用することができる。最適結合は知られた技術である。受信振幅または電力を最大にする代わりに、コントローラ752の比率は妨害プラスノイズに対する所望の信号の比率を最大にすることができる。

【0068】受信通信装置がイコライザ820を含む場合の実施形態につき説明する。これらの実施形態では、図1および図2に示されるように、単一のアンテナを含む受信通信装置および複数のアンテナを有する送信通信装置について説明が行なわれる。

【0069】これらの実施形態では、重みを決定するためにかつ受信経路におけるイコライザ820に対する設定を計算するために基準信号が使用される。受信通信装置に対してイコライザ820を設定する上で受信通信装置によって使用されるべき基準信号を送信することが知られている。現存のシステムでは、該基準信号は係数の設定を単純化するよう選択される。

【0070】しかしながら、発明者は送信装置がアンテナアレイを含みかつ受信装置がイコライザを含む場合には、送信される基準信号はアンテナアレイによって大きな利得を維持しながら基準信号に対する送信オーバヘッドを低減するよう選択できることを発見した。

【0071】本発明は、アレイにおける各アンテナに対し1つずつ、複数の基準信号を送信することを必要とす

る。通信装置101がベースステーションでありかつ通信装置102が無線電話である場合は、ベースステーションである通信装置101における資源の要求を心配することなく通信装置102の送信経路における重みを選択するために送信オーバヘッドを最小にする信号を使用することが都合がよい。ベースまたはベースステーションである通信装置101はイコライザ820の値を選択する上で困難な計算を行なうための充分な能力を有し、一方バッテリ寿命を延長するために通信装置102におけるエネルギー要求を最小にすることが有利である。

【0072】これに対し、通信装置101が移動ユニットでありかつ通信装置102がベースである場合は、通信装置101の要求を最小にすることが望ましい。送信要求はベースにとっては重大なことではなくそれはベースはバッテリ寿命を心配することなく信号を放送できるからである。より大きな心配事はその受信経路におけるイコライザ820に対する値を計算する間に携帯用通信装置の資源に関しての消耗である。したがって、もし通信装置101が携帯用通信装置であれば、基準信号はイコライザの設定の計算を簡単化することが望ましい。そのために、通信装置101または102の内のどれが無線電話ネットワークのような通信システムにおける携帯用装置であるかに応じて基準信号に対して異なる信号を使用することが考えられる。

【0073】もし通信装置101が無線電話であれば、イコライザの設定の計算を単純化する基準信号は、例えば、GSMのようなシステムにおいて使用される変調されたデータの一部である。図12に基準信号が示されている。図12に示されるように、該基準信号は時間的に充分な間隔をもって分離されてマルチバス遅延に対応できるようにしている。該基準信号の始めおよび終りはランプ期間(a period of ramping)によって特徴付けられ、したがって電力が瞬時に変化しないよう構成されている。

【0074】オーバヘッドを最小にするため、前記基準信号は同期、イコライザ設定のため、および重みベクトル選択の双方のために使用される。さらに、オーバヘッドを低減するため、前記基準信号はTDMAシステム(例えば、TETRAおよびGSM)において通常使用されるものと異なるように設計されかつ使用される。イコライザ設定とともに重みベクトル選択のために、コードブック手法が使用される。

【0075】イコライザ設定回路802を含むコントローラ回路800が図8に示されている。このコントローラは通信装置702または704において、あるいは双方において使用でき、かつ前記通信装置の一方または双方がイコライザを有する場合に使用される。コントローラ回路800はアンテナアレイを有する他の通信装置におけるアンテナ重みを計算するために受信信号を処理する基準信号プロセッサ回路804を含む。重みベクトル

選択回路806は、表1または表2のような重みのインデクスである、コードブック808に格納された重みインデクスを使用する。重みベクトル選択はイコライザ設定回路802および2進フォーマットおよび符号化回路812に入力される。該2進フォーマットおよび符号化回路は他の通信装置への送信のための情報を出力する。

【0076】送信通信装置は図6に示されるように情報信号および基準信号の双方を送信する。基準信号は各アンテナから別個に送信される。フィードバック系における遅延の影響を最小にするため、前記基準信号は好ましくは情報パケットと隣接しないものとされる。さらに、受信通信装置がイコライザを有し、かつ該イコライザおよびアンテナアレイに対する送信経路重みが同じ基準信号を使用して設定される場合は、各アンテナに対する信号は周波数または符号で区別されるものに対して時間により分離されることが好ましい。

【0077】重みベクトルがイコライザの設定と独立に見い出されかつ次に受信機のイコライザ設定が該重みベクトルから決定される方法をまず説明する。この方法は20基準信号が、通信装置101がベースステーションである場合にそうであるように、基準信号がオーバヘッドを最小にするために選択される場合に適用される。この方法は通信装置においてプリセットされた値を使用する。マトリクスXが通信装置が製造されたとき、作動されたとき、あるいはそれが新しいシステムにおいて使用されている場合に該通信装置内に記憶される。前記マトリクスは次のように計算される。

【数1】

$$\mathbf{X} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H$$

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} z & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & z & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & z & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & z \end{pmatrix}$$

この場合、 z は知られた基準信号波形の列ベクトルであり、かつ \mathbf{Y}^H はYのエルミート変換である。

【0078】前記基準信号プロセッサ回路804(図8)は基準信号の相関マトリクスRを次のように計算し40かつ記憶する。

【数2】

$$\mathbf{R} = \sum_i \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H$$

この場合 \mathbf{s}_i はi番目のアンテナから受信された基準信号であり、かつ \mathbf{s}_i^H はi番目のアンテナから受信された基準信号のエルミート変換である。

【0079】重みベクトル選択回路804は次に電力信号pを最大にするためにコードブック808におけるインデクスの各々に対し計算を行ない、この場合pは次のように表わされる。

$$\mathbf{p} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}$$

この場合、 \mathbf{w} は候補の重みベクトルを表わし、かつ \mathbf{w}^H は候補の重みベクトルのエルミート変換を表わす。 \mathbf{p} の最大の値を生じる重みのインデックスがこのようにして選択される。選択された重みベクトルのインデックスは次に前記2進フォーマットおよび符号化回路812を介してハンドセットに送信される。

【0080】次に選択された重みベクトルから係数が計算される。例えば、最大シーケンスエスティメイタ (Maximum Likelihood Sequence Estimator: MLSE) イコライザにおいて、イコライザ係数が次のようにしてイコライザ設定回路802において得られた設定から発生される。始めに、基準信号が選択された重みによって全てのアンテナから同時に送信されれば受信されるであろう信号の推定値である、ベクトル \mathbf{v} が次のようにして計算される。

【数4】

$$\mathbf{v} = \sum_i s_i \mathbf{w}_i^*$$

この場合、 \mathbf{w}_i は選択された重みベクトルの*i*番目のエレメントである。イコライザ設定がそこから抽出されるチャネル推定値 \mathbf{h} が次のように計算される。

【数5】

$$\mathbf{h} = (\mathbf{X} \mathbf{v}) \otimes \mathbf{m}$$

この場合、 \mathbf{m} は送信通信装置におけるフィルタ (図示せず) の変調インパルス応答であり、かつ○の中に×を有する記号はコンボリューションを表わす。

【0081】このベクトル \mathbf{h} は当業者に知られているように、イコライザ設定がその後に適切な方法で抽出されるシンボルタイミング同期のために使用されている。できるだけ多くの量を予め計算することにより複雑さが最小にされる。

【0082】ある情報パケットに対するイコライザ設定は該情報パケットに対する重みベクトルの選択と同時に見い出される。いくつかの状況では、フィードバック経路にかなりの遅延があるかもしれない。これは重みベクトル選択およびイコライザ設定の精度の双方に影響を与える。別の方では、1つのパケットに対するイコライザ設定は次の情報パケットに対する重みベクトルを得るために使用される基準信号から検出される。これはイコライザ設定の確立の遅延を低減し、かつ重み選択およびイコライザ設定が独立である場合に可能である。

【0083】オーバヘッドを最小にする基準信号は上に示されたインバース ($\mathbf{Y}^H \mathbf{Y}$)⁻¹ が充分に調整された (well conditioned) ような特性を備えた変調データの一部である。図12に示されるように、基準信号は充分な間隔をもって時間的に分離されマルチバス遅延を可能にする。基準信号の始めおよび終りはランプ期間によって特徴付けられ、したがって、今日のTDMAシステムのバーストの場合と同様の方法で、電力が瞬時に変化しないよう構成される。

【0084】他の実施形態では、前記重みベクトルはイコライザ設定と組合せて検出される。この方法はまた、通信装置101がベースである場合に生じる傾向にあるオーバヘッドを最小にするために基準信号が選択される場合に適用される。この手法はイコライザの長さが該イコライザが全てのマルチバス伝搬を捕えることができないようなものである場合に望ましい。この手法は図9に示されるコントローラ回路900のアーキテクチャを使用する。コントローラ回路900はまたMLSEイコライザと共に使用できる。重みベクトル選択およびイコライザ設定回路902は次の量を使用する。

【数6】

$$\mathbf{X} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H$$

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} \mathbf{r} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{r} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \mathbf{r} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \mathbf{r} \end{pmatrix}$$

20 この場合 \mathbf{r} は知られた基準信号波形の列ベクトルである。

【0085】これらの値は前に簡単に説明したように予め計算されかつコントローラ752に記憶される。他の知られたインパルスシーケンスは \mathbf{z} であり、これは \mathbf{z} がインパルス応答 \mathbf{m} (累乗コサインフィルタ (raised cosine filter) のような) を有する変調フィルタ (通信装置102の送信経路における、図示しない、フィルタ) によってろ波される場合に、結果として得られる波形が \mathbf{r} であるように規定される。コードブック808の値が使用される前に、以下の式が計算されかつ記憶される。

【数7】

$$\mathbf{g}_i = (\mathbf{X} \mathbf{s}_i) \otimes \mathbf{m}$$

$$\mathbf{R} = \sum_i \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H$$

この場合 \mathbf{s}_i は*i*番目のアンテナから受信される基準信号である。

インデックス = 1,

最小エラー (min_error) = 1, 000, 000, 0

40 \mathbf{p} しきい値 ($\mathbf{p}_{threshold}$) = 0, 7のよ
うな0, 0および1, 0の間の数
また、この場合、 \mathbf{c}_i は*i*番目の送信アンテナからの組合せられたフィルタおよびチャネル応答の成分を表わす係数のベクトルであり、 \mathbf{m} は送信経路フィルタ (図示せず) の変調インパルス応答であり、かつ○の中に×を含む記号はコンボリューションを表わす。最小エラーに対する初期値は大きくなるよう選択される。前記 \mathbf{p} しきい値の値は行なわなければならない計算の数を制限するよう選択される。したがって、最も高い電力測定値50 を有する重みのみが考慮される。前記値0, 7は上部3

0%のみが考慮されることに対応する。発明者は、必ずしも最も強力な場合ではないが、信号が強い場合に最も少ないエラーが生じることを見い出した。前記重みの候補 (weight candidates) のより大きな、またはより少ない割合を考慮することも可能である。

【0086】Jの候補の重みベクトルに対するコードブック計算が次に以下のようにして行なわれる。

【表5】

do $j = 1$ to J

$p = \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{w}$ where \mathbf{w} is the candidate weight vector

if $p > p_{\text{threshold}}$

calculate "error"

if error < min_error then

min_error = error

index = j

end if

end if

end do loop

【0087】イコライザ設定回路902は始めに電力を測定しかつ該電力が前記しきい値より上であるかを判定する。前記しきい値より上の電力測定に対し、前記重みベクトルに対して計算されたイコライザ設定を使用してエラーが計算される。MLSEイコライザに対して、該「エラー」は各々の反復の場合に次のようにして計算される。

【数8】

候補インパルス応答 $h = \sum_i s_i w_i^*$

「エラー」 $\approx \|h' \otimes z - x\| / \|x\|$

この場合 x は次のような構成要素または成分 x_i を備えたベクトルである。

【数9】

$x_i = \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{s}_i$

また、 $\|\cdot\|$ はベクトルノルム (norm.) を表わし、 h' はシンボルタイミング同期プロセスの間に h から抽出される候補のイコライザ設定を表わし、該同期プロセスはすでに述べたようにイコライゼイションの技術に習熟したものには知られており、かつ w_i^* は w_i の複素共役である。このプロセスは、受信信号の電力を最大にする重みを検出することに対して、エラーを最小にする h および w の値を決定することにより品質レベルを最大にする。前記「エラー」はイコライザによ

って出力される信号の品質推定値 (quality estimate) である。

【0088】前記選択された重みベクトルのインデクスが次に2進フォーマットおよび符号化回路812によってハンドセットに送信するために処理される。前記イコライザ設定はイコライザ820における係数を設定するために使用される。

【0089】図10は、4つの送信アンテナを備えた図8のシステムの性能を、2シンボル遅延拡散または広がりチャネルおよび歩行者の速度で、GSM形システムに

【0089】図10は、4つの送信アンテナを備えた図8のシステムの性能を、2シンボル遅延拡散または広がりチャネルおよび歩行者の速度で、GSM形システムに対するアレイのない場合と比較して示す。このグラフはビットエラー率 (BER) 対デシベル (dB) でのノイズ電力量に対するビットごとのエネルギーの比率 (Eb/N0) を示す。カーブ1000はアレイのないエラー保護コーディングの性能であり、かつアレイを備えた対応する符号化なしの (uncoded) 性能であるカーブ1002と比較されるべきである。7dBのオーダーの利得が達成され、これは移動無線システム内で通話時間または容量の非常に大きな増大を可能にする。カーブ1001はアレイのないエラー保護コーディングによる性能であり、かつアレイを備えた対応する符号化性能であるカーブ1003と比較されるべきである。この場合も同様に7dBのオーダーの利得が達成される。基準信号および重み特定子 (weight specifiers) の双方に関するオーバヘッドの節約は、コードブック、機構に対して、より伝統的な基準信号設計および重みベクトル量子化に対して20%より大きい。

【0090】図11は、アレイ設定およびイコライザ設定を独立に推定することが適切でない特定の場合における図9のコントローラ方法の性能を図8のものと比較して示す。カーブ1005は図8の方法に対するエラー保護コーディングなしの性能を表わし、これは図9の方法に対する符号化なしの性能を表わすカーブ1006と比較されるべきである。カーブ1007は図8の方法に対するエラー保護コーディングを備えた性能を表わし図9の方法に対する符号化された性能を表わすカーブ1008と比較されるべきである。この場合、図9の回路は良好な信号状態で性能上の利点を提供する。

【0091】

【発明の効果】以上のように、本発明によれば、アンテナアレイに対する送信経路重みが送信経路の利得を改善するために調整されることがわかる。送信経路重みは受信通信装置と独立に設定できる。あるいは、受信通信装置は送信通信装置から受信された基準信号に基づき重みを選択できる。コードブックを使用して重みを選択するプロセスを容易に可能とすることができる。受信通信装置がイコライザを含む場合は、イコライザの設定および重みは同じ基準信号から計算でき、それによって送信オーバヘッドを最小にすることができる。

50 【図面の簡単な説明】

【図1】アンテナアレイを有する通信装置を含む通信システムを示すブロック回路図である。

【図2】図1と同様の、しかしながら図1の送信経路に対する送信経路重み回路をより詳細に示すブロック回路図である。

【図3】アンテナアレイを有する通信装置における送信経路利得を設定する方法を示すフローチャートである。

【図4】アンテナアレイを有する通信装置における送信経路利得を設定する方法を示すフローチャートである。

【図5】図4にしたがって動作する通信装置と通信している通信装置の動作方法を示すフローチャートである。

【図6】通信装置間で送信される信号説明図である。

【図7】アンテナアレイを有する2つの通信装置を含む通信システムを示すブロック回路図である。

【図8】受信経路にイコライザを有する通信装置において使用するためのコントローラを示す電気回路図である。

【図9】受信経路にイコライザを有する通信装置において使用するための別のコントローラを示す電気回路図である。

【図10】GSM形式のシステムに対しアレイのない場合と比較して4つの送信アンテナを備えた図8のシステム

*の性能を示すグラフである。

【図11】図8のものと比較して図9のコントローラの方法の性能を示すグラフである。

【図12】イコライザが受信経路において使用される場合の基準信号を示す信号説明図である。

【符号の説明】

100 通信システム

101, 102 通信装置

108, 106, 110, 112 アンテナ

10 113 デュプレクス回路

116 送信機

118 受信機

120 コントローラ

122 送信機

124 受信機

126 コントローラ

131, 133, 135 送信経路重み回路

150, 152, 154 受信経路重み経路

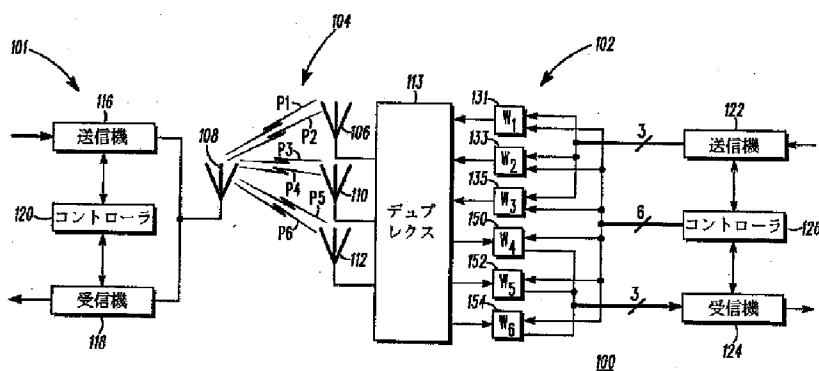
160 メモリ

20 230, 232, 234 位相シフト回路

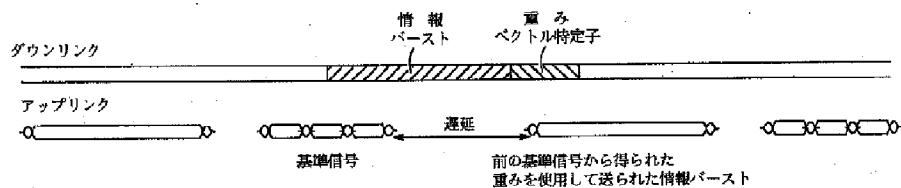
236, 238, 240 可変利得増幅器

250, 252, 254 スイッチ

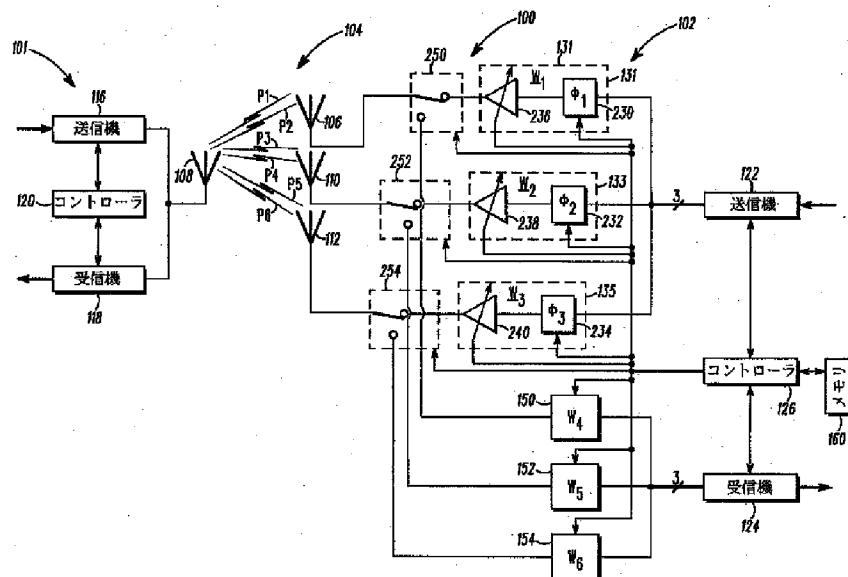
【図1】



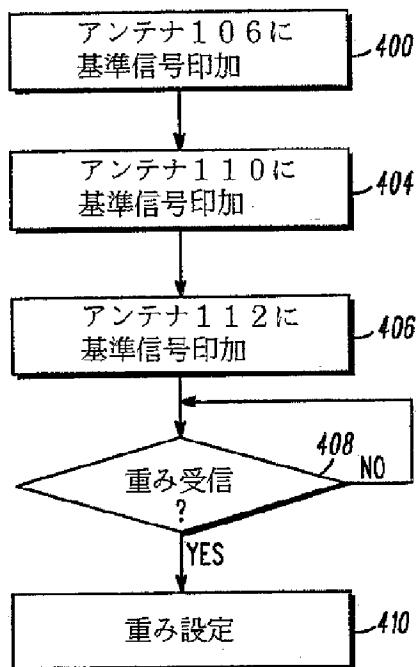
【図6】



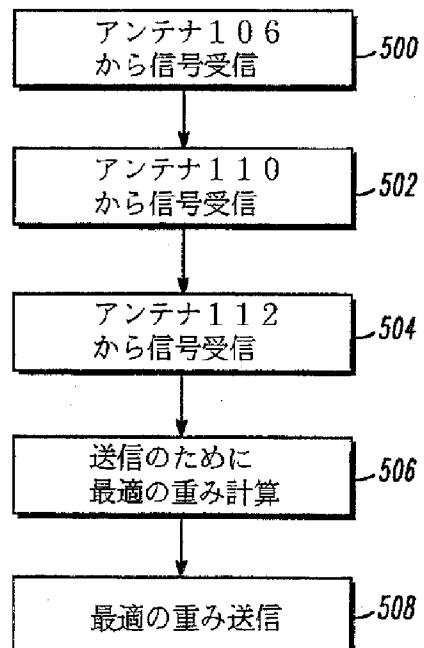
【図2】



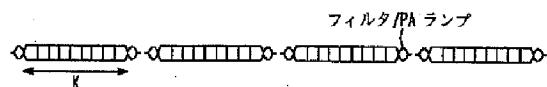
【図4】



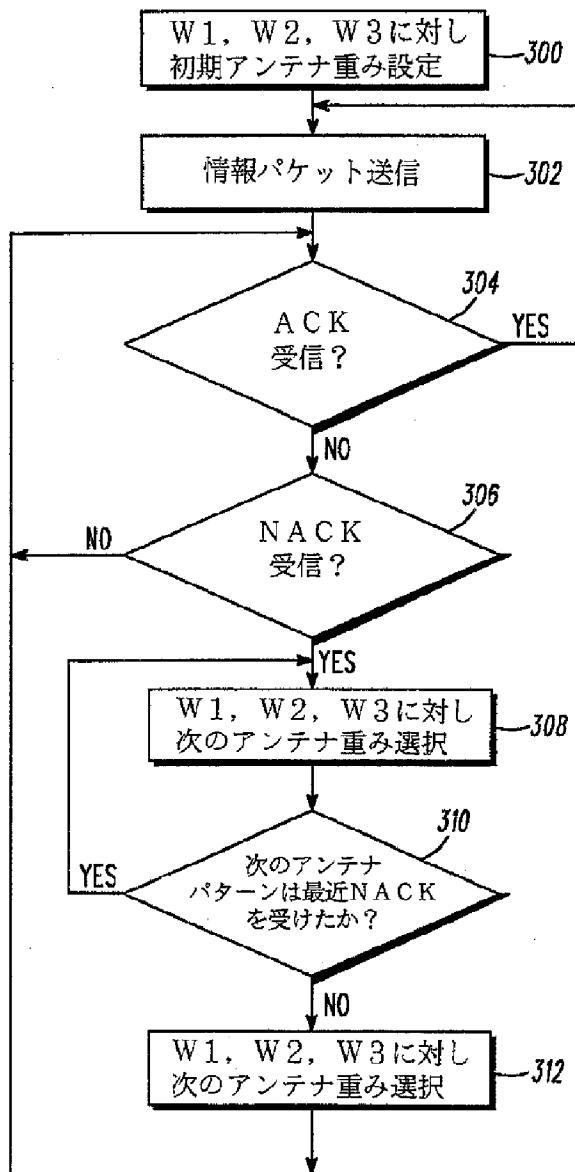
【図5】



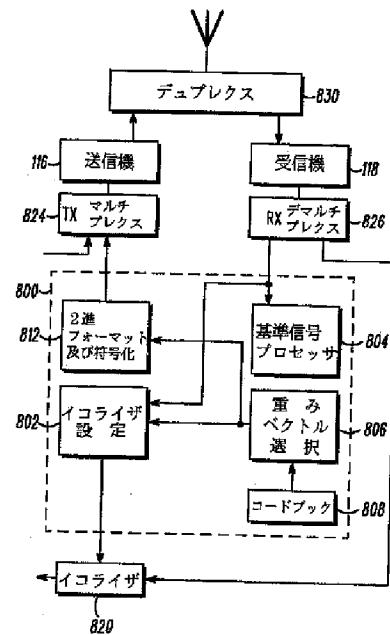
【図12】



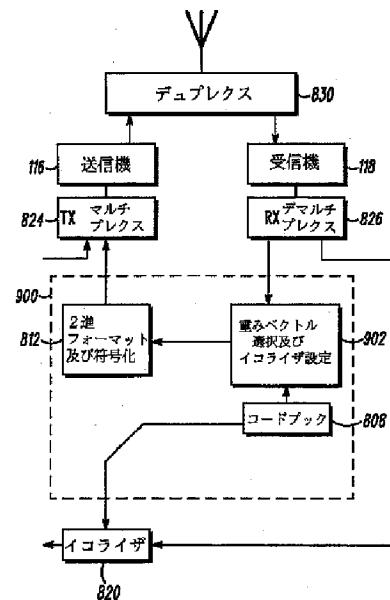
【図3】



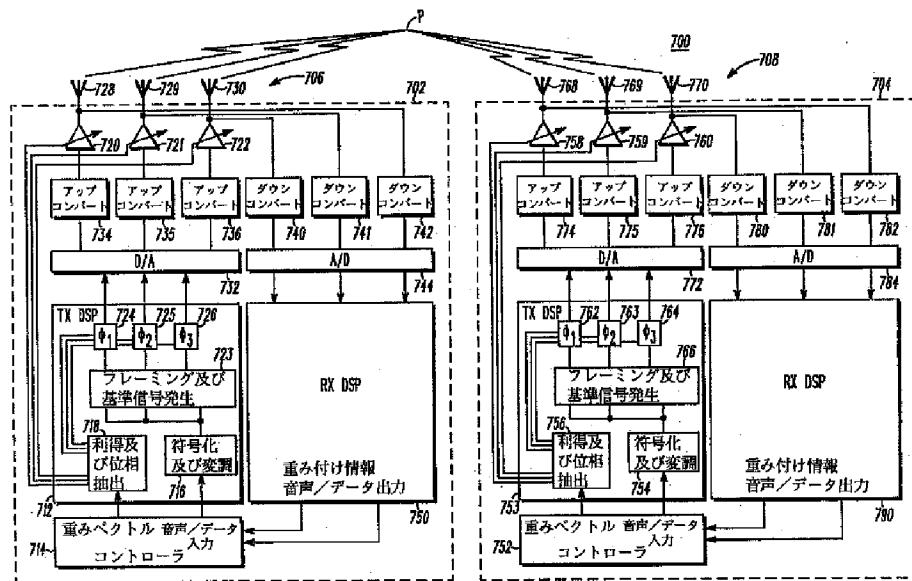
【図8】



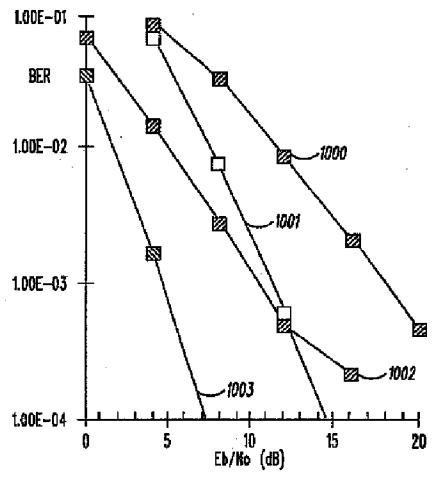
【図9】



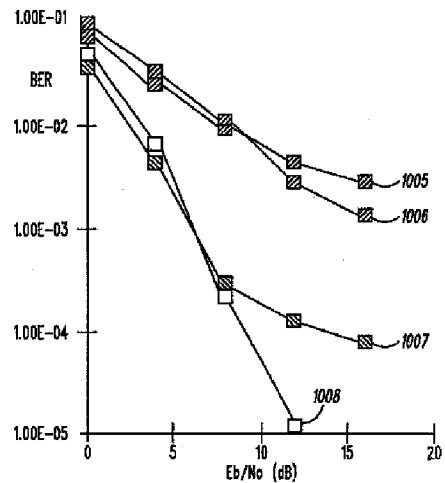
【図7】



【図10】



【図11】





US005999826A

United States Patent [19]
Whinnett

[11] **Patent Number:** **5,999,826**
[45] **Date of Patent:** **Dec. 7, 1999**

[54] **DEVICES FOR TRANSMITTER PATH WEIGHTS AND METHODS THEREFOR**

[75] Inventor: **Nicholas Whinnett**, Paris, France

[73] Assignee: **Motorola, Inc.**, Schaumburg, Ill.

[21] Appl. No.: **08/855,173**

[22] Filed: **May 13, 1997**

[30] **Foreign Application Priority Data**

May 17, 1996 [GB] United Kingdom 9610357
May 17, 1996 [GB] United Kingdom 9610428

[51] **Int. Cl.⁶** **H04B 1/38**

[52] **U.S. Cl.** **455/562; 455/69**

[58] **Field of Search** 455/67.3, 69, 65,
455/63, 504, 103, 276.1, 277.1, 277.2,
88, 102, 101, 272, 24, 562, 68; 342/378,
380, 383

[56] **References Cited**

U.S. PATENT DOCUMENTS

4,217,586	8/1980	McGuffin	342/380
4,495,468	1/1985	Giger	.	
4,752,969	6/1988	Rilling	455/278.1
4,797,947	1/1989	Labedz	455/422
5,093,842	3/1992	Gimlin et al.	375/227
5,117,236	5/1992	Chang et al.	.	
5,218,359	6/1993	Minamisono	342/383
5,274,844	12/1993	Harrison et al.	455/25
5,307,400	4/1994	Sawyer et al.	.	
5,420,914	5/1995	Blumhardt	.	
5,471,647	11/1995	Gerlach et al.	.	
5,473,630	12/1995	Penzias et al.	.	
5,526,400	6/1996	Nguyen	.	

5,613,213	3/1997	Naddell et al.	.
5,628,052	5/1997	DeSanis et al. 455/562
5,630,208	5/1997	Enge et al. 455/65
5,634,199	5/1997	Gerlach et al. 455/63
5,659,601	8/1997	Cheslog	.
5,684,861	11/1997	Lewis et al.	.
5,745,858	4/1998	Sato et al. 455/562
5,752,168	5/1998	Monot et al. 455/67.3
5,764,741	6/1998	Barak	.
5,767,806	6/1998	Watanabe et al. 342/373
5,799,071	8/1998	Azar et al.	.
5,809,020	9/1998	Bruckert et al. 370/335
5,812,542	9/1998	Bruckert et al. 370/335

FOREIGN PATENT DOCUMENTS

62002755	1/1987	Japan	.
8079307	3/1996	Japan	.
2294844	5/1996	United Kingdom	.
WO 9409568	4/1994	WIPO	.
WO 94/28683	12/1994	WIPO	.

Primary Examiner—Reinhard J. Eisenzopf

Assistant Examiner—Charles N. Appiah

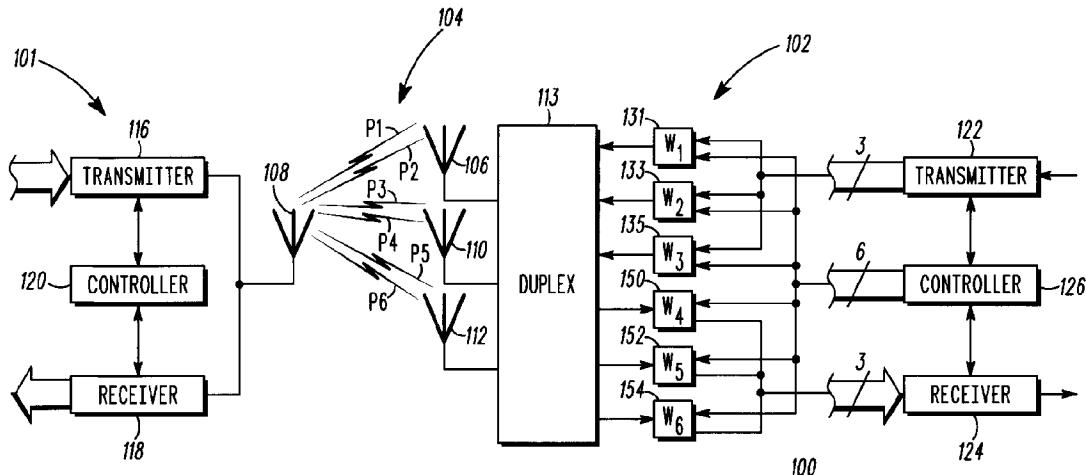
Attorney, Agent, or Firm—Heather L. Creps

[57]

ABSTRACT

A receiving communication device (101) receives a reference signal transmitted through at least one of the antennas (106, 110, 112) of an antenna array of a transmitting communication device (102). The receiving communication device determines a weight to be associated with the at least one of the antennas, and transmits weight information to the transmitting communication device. The transmitting communication device adjusts the weight associated with the at least one of the antennas according to weight information received from the receiving communication device.

16 Claims, 9 Drawing Sheets



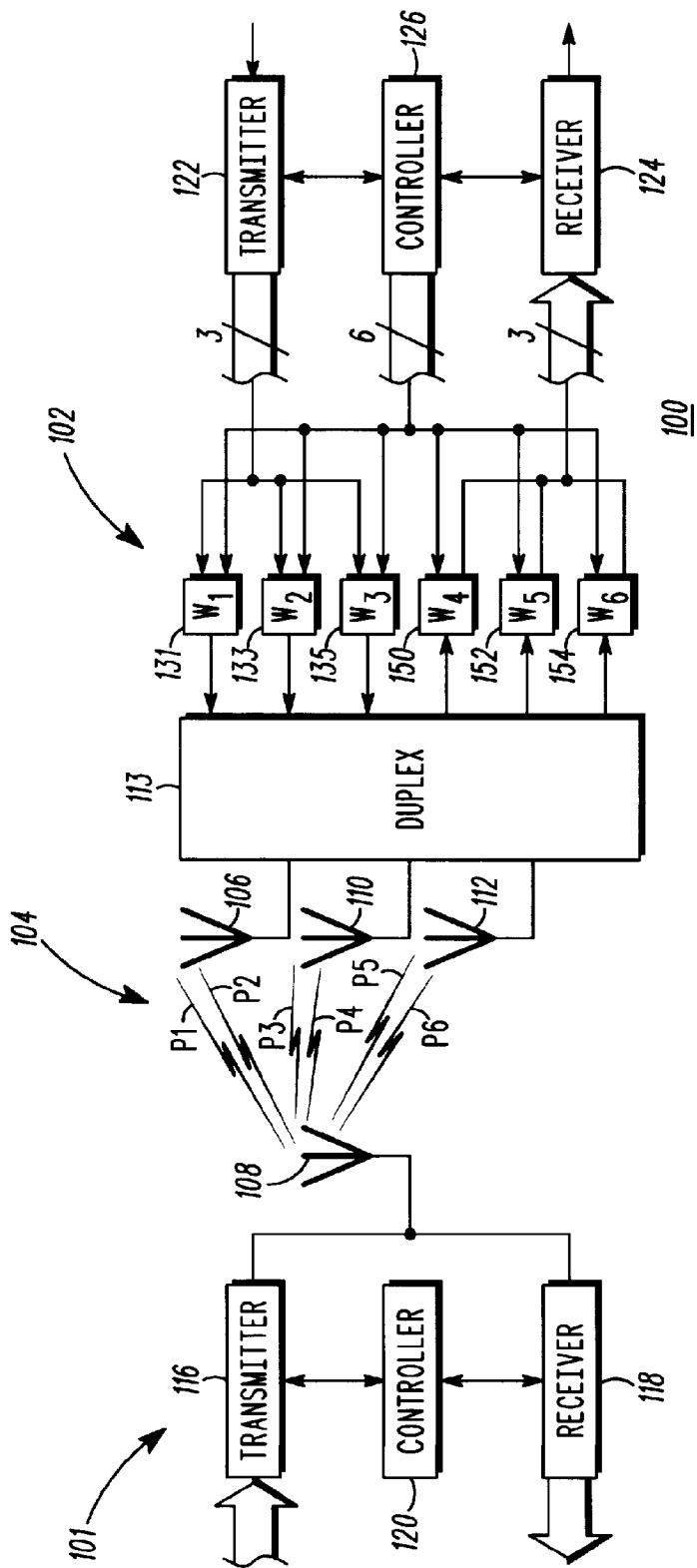


FIG. 1

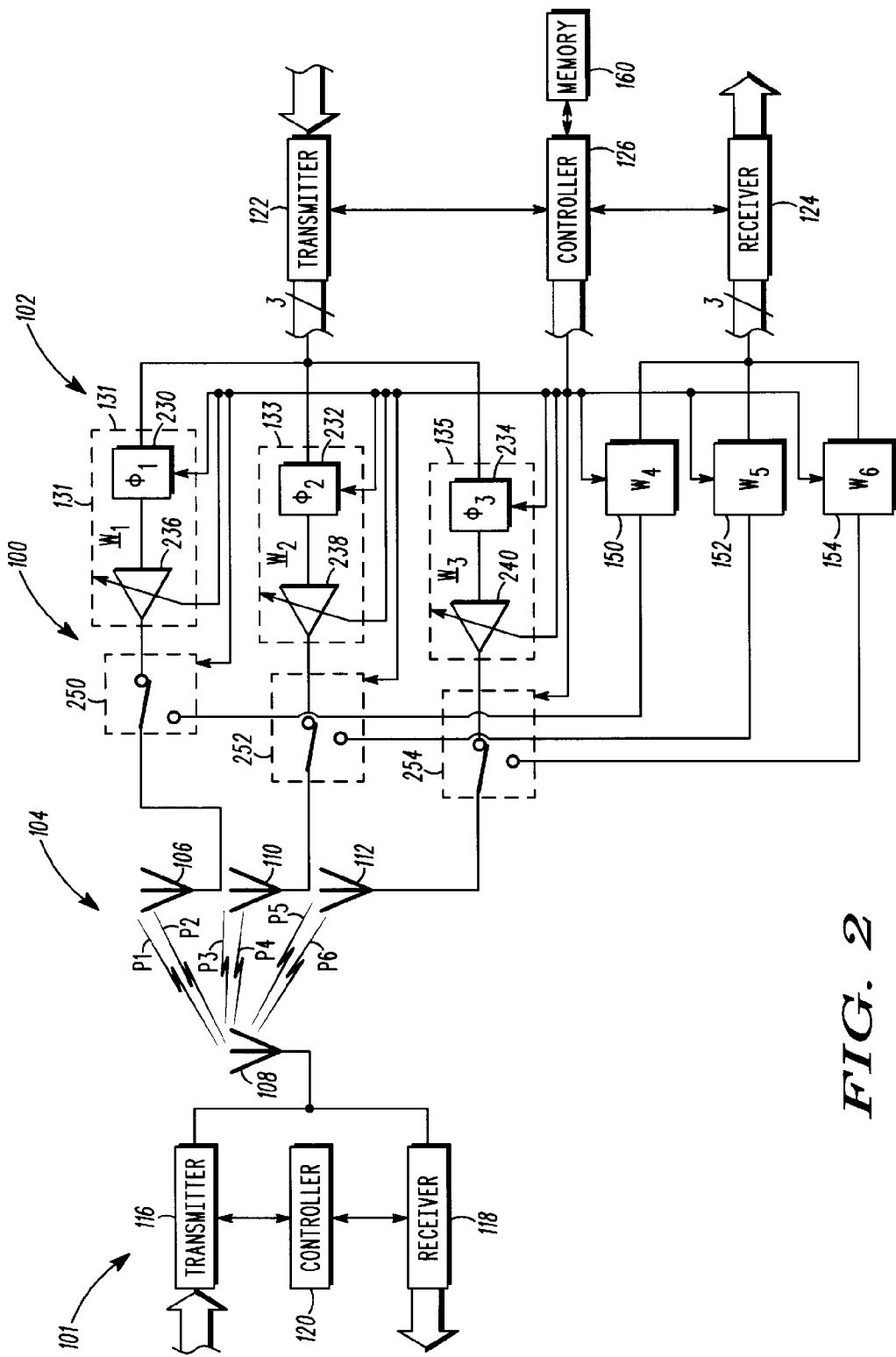
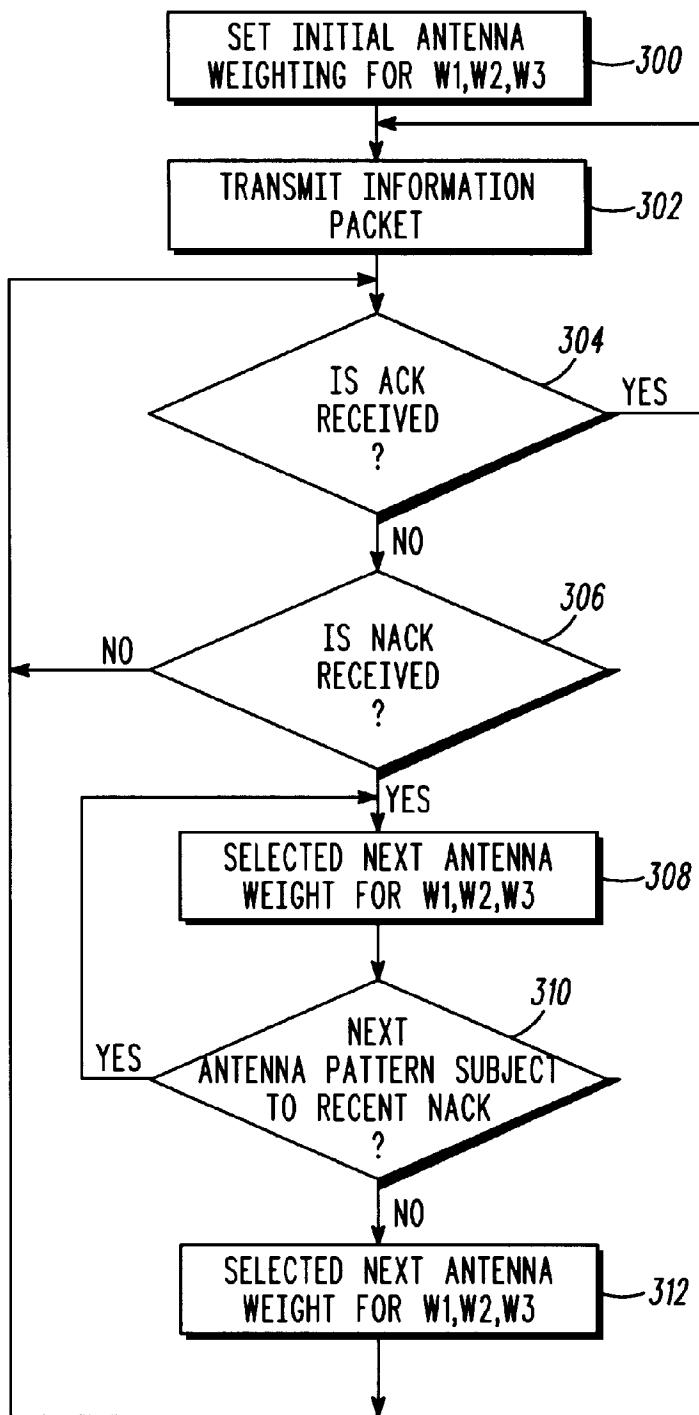
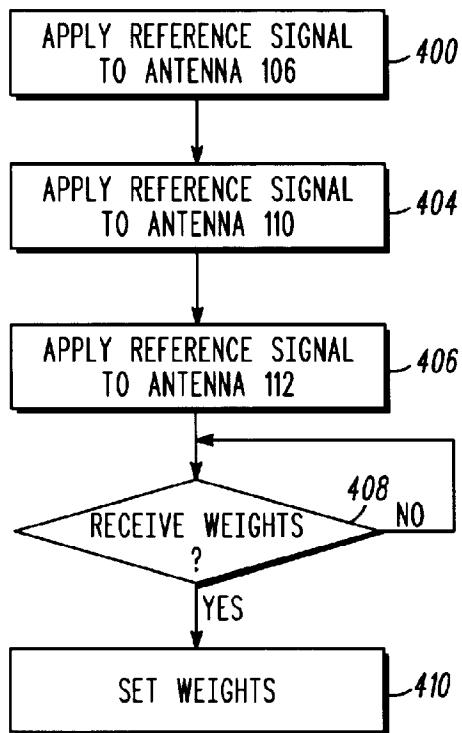
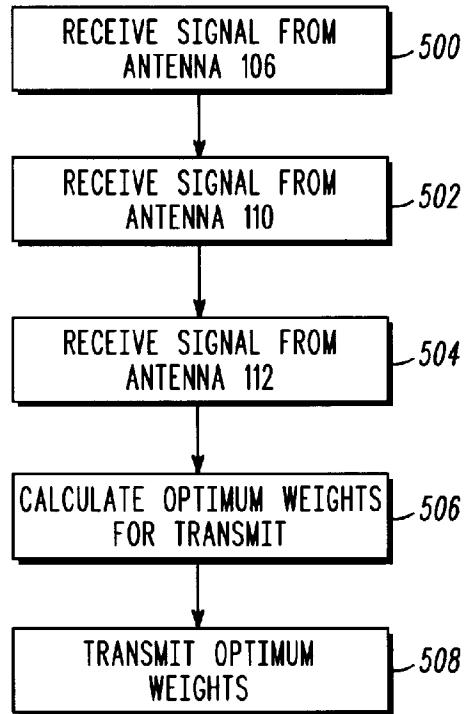


FIG. 2

**FIG. 3**

**FIG. 4****FIG. 5**

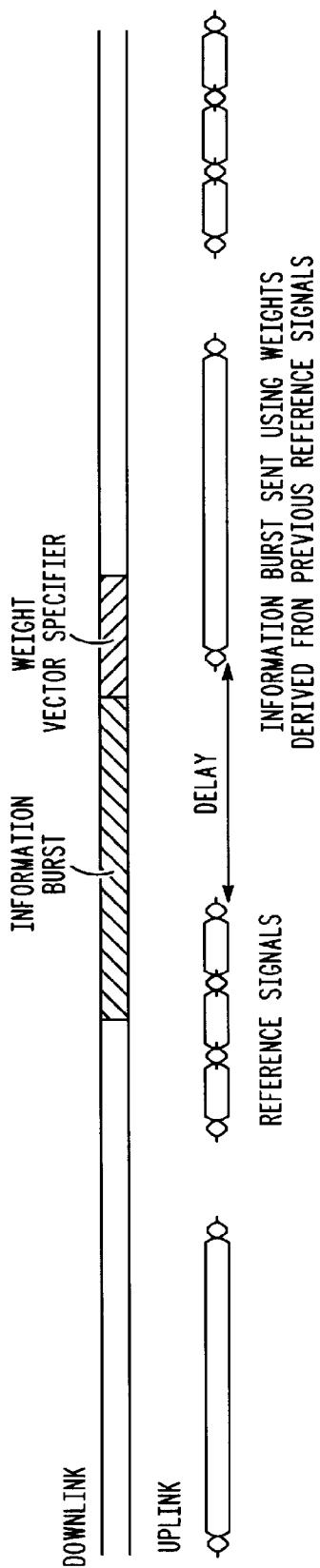
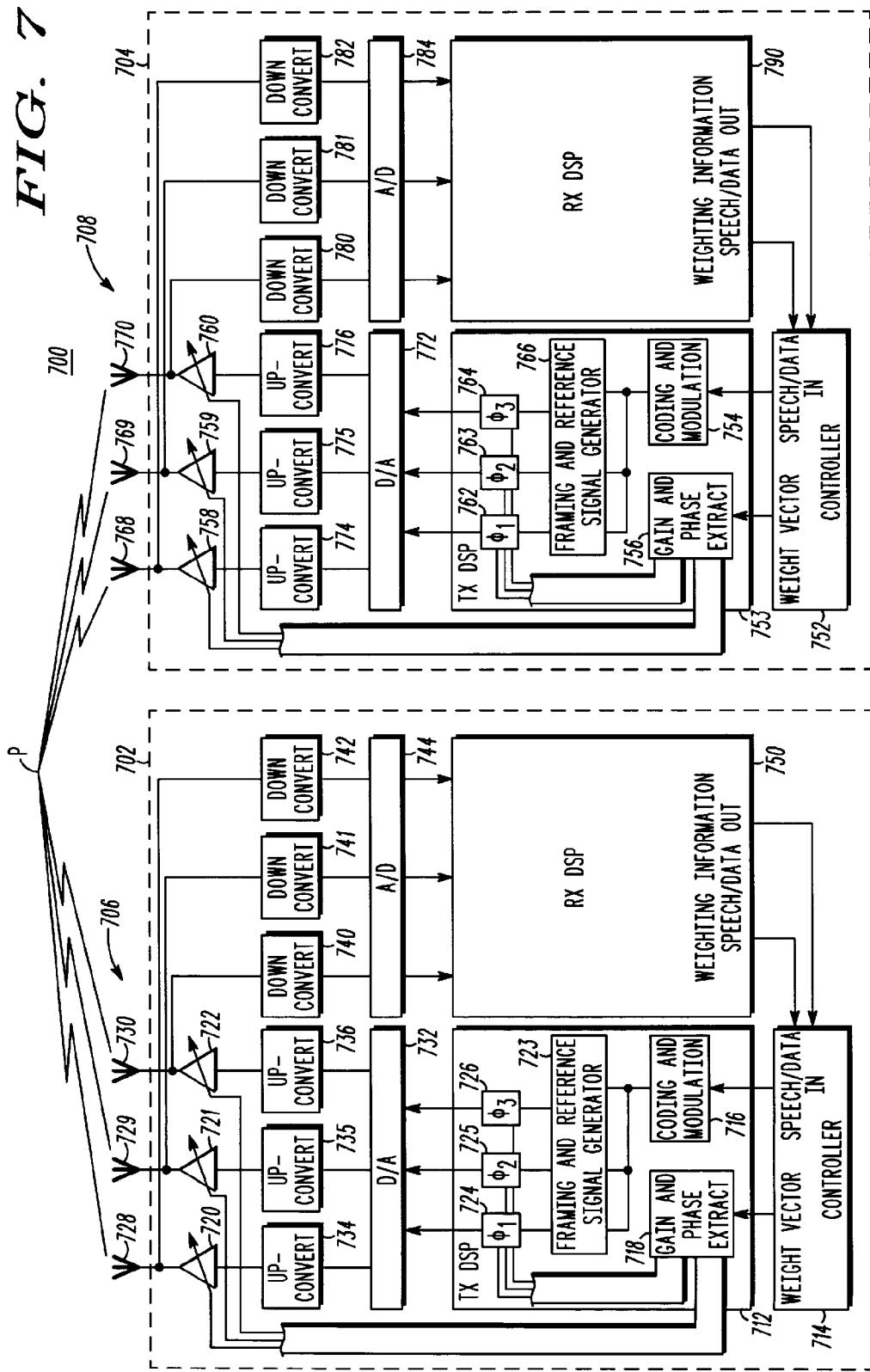
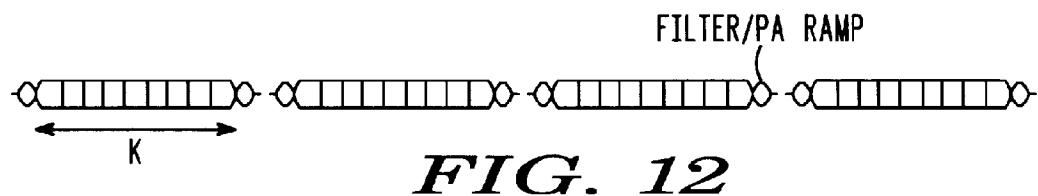
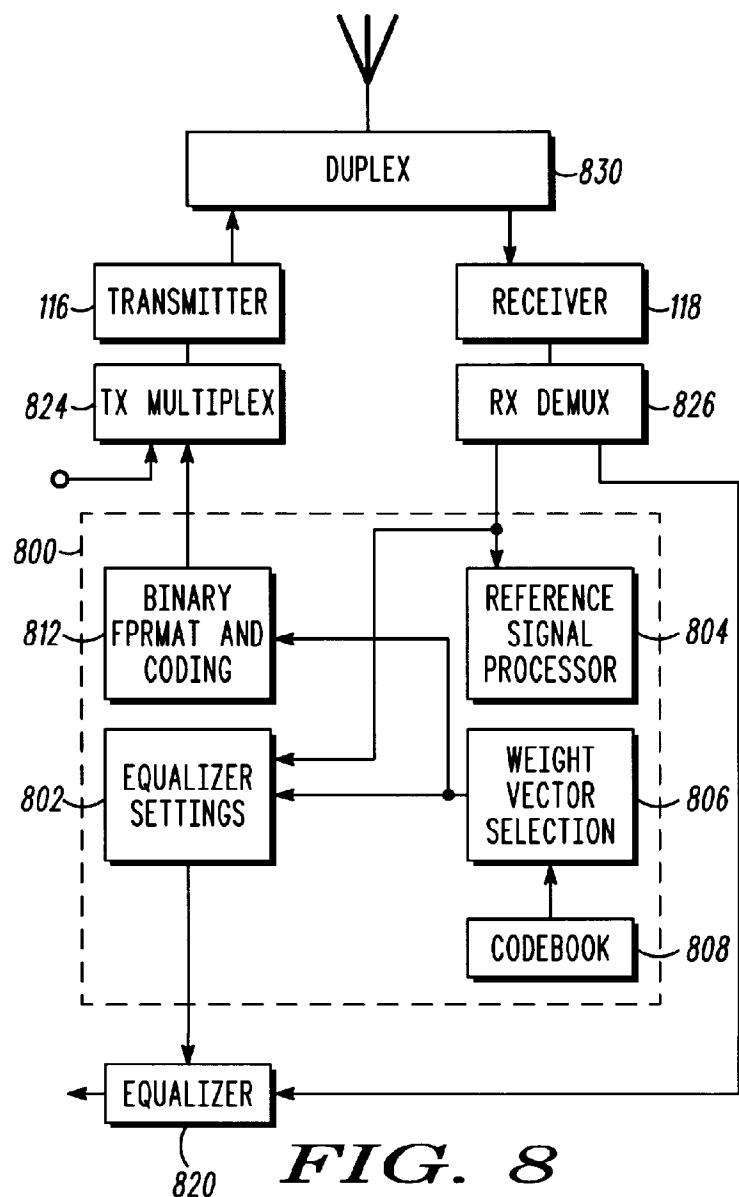
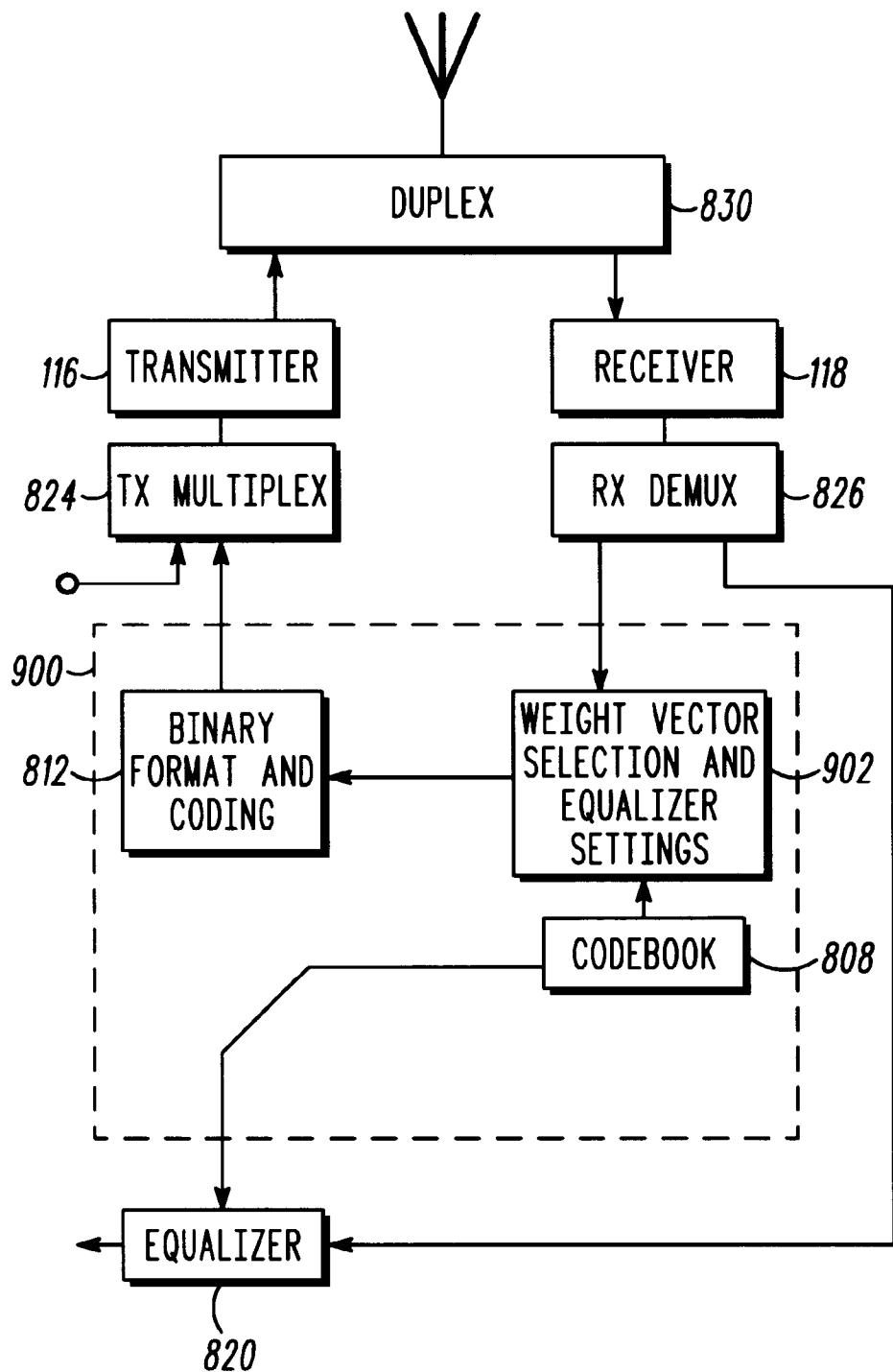


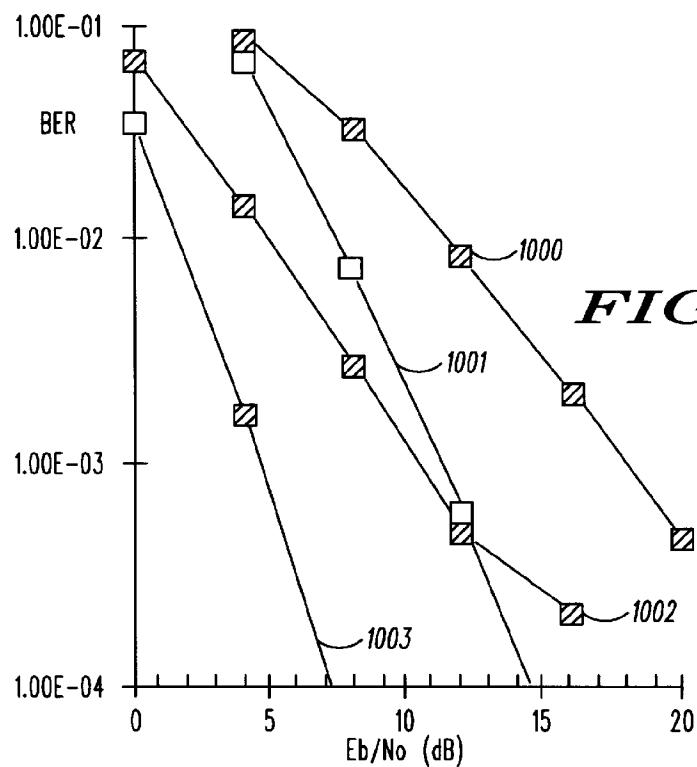
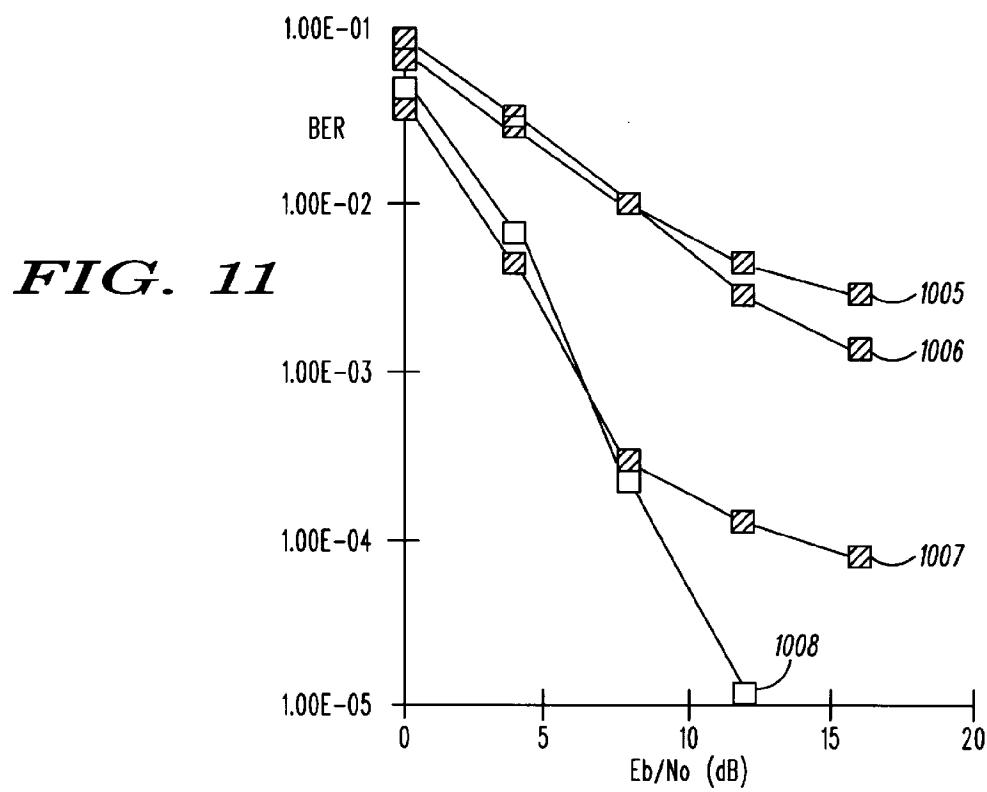
FIG. 6

FIG. 7



**FIG. 12****FIG. 8**

**FIG. 9**

**FIG. 10****FIG. 11**

DEVICES FOR TRANSMITTER PATH WEIGHTS AND METHODS THEREFOR

FIELD OF THE INVENTION

The present invention pertains to antenna arrays.

BACKGROUND OF THE INVENTION

Antenna arrays have a plurality of antennas used to communicate radio frequency (RF) signals through wireless communication links. Antenna arrays provide improved performance relative to a single antenna by providing a better antenna pattern for a coverage area.

Even with an antenna array to provide an improved antenna pattern, signals communicated between communication devices are subject to interference. Buildings, hills and other objects produce multipath wave propagation, and communication devices and energy sources introduce noise, resulting in errors in the signals communicated between communication devices.

To reduce these errors, techniques have been developed to optimise the receive path of a communication device employing an antenna array. By varying the weight of the signals detected by each of the individual antennas in the array, it is possible to vary the antenna pattern to better detect signals from a particular direction or to arrange for non-destructive combination of multipath signals. These techniques adjust the weights of the antenna array signals to maximise the receive path gain by measuring the output of a receiver. However, the weights derived for the receive path does not provide optimum weights for the transmit path.

Accordingly, it is desirable to provide improved antenna array weights for a transmitter.

SUMMARY OF THE INVENTION

A communication device includes weight circuits connected between antennas of an antenna array and a transmitter. A controller is coupled to the weight circuits and controls the transmitter to transmit a reference signal through at least one of the antennas and adjusts the weight associated with the at least one of the antennas according to weight information received from another communication device whereby the transmit path can be varied according to reference signal transmitted through the at least one antenna.

Another embodiment of the invention includes a receiving communication device receiving a signal transmitted through each of a plurality of antennas in a transmitting communication device. Circuitry calculates at least one weight for the transmitter path of the other communication device from the reference signal received from each antenna. The at least one weight is communicated to the other communication device.

A method of operating the transmitting communication device is also disclosed. A method of operating the receiving communication device is also disclosed.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWING

FIG. 1 is a circuit schematic in block diagram form illustrating a communication system including a communication device having an antenna array.

FIG. 2 is a circuit schematic in block diagram form similar to FIG. 1 but illustrating in greater detail the transmit path weight circuits for the transmission path of FIG. 1.

FIG. 3 is a flow chart illustrating a method of setting the transmit path gains in a communication device having an antenna array.

FIG. 4 is a flow chart illustrating a method of setting the transmit path gains in a communication device having an antenna array.

FIG. 5 is a flow chart illustrating a method of operating a communication device in communication with a communication device operating according to FIG. 4.

FIG. 6 is a signal diagram for signals transmitted between communication devices.

FIG. 7 is a circuit schematic in block diagram form illustrating a communication system including two communication devices having antenna arrays.

FIG. 8 is a circuit diagram illustrating a controller for use in a communication device having an equaliser in the receive path.

FIG. 9 is a circuit diagram illustrating an alternate controller for use in a communication device having an equaliser in the receive path.

FIG. 10 illustrates the performance of the system of FIG. 8 with 4 transmit antennas compared to the case with no array for a GSM type system.

FIG. 11 illustrates the performance of the controller method of FIG. 9 compared to that of FIG. 8.

FIG. 12 is a signal diagram illustrating the reference signal when an equaliser is used in the receive path.

DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

A communication system 100 (FIG. 1) includes a communication device 101 and a communication device 102 that communicate over communication link 104. Communication device 101 can be a wireless modem (modulator/demodulator), a cellular radiotelephone, a cordless radiotelephone, a two-way radio, a pager, a base, or any other communication device. The communication device 102 is a complementary communication device to communication device 101, and can be a wireless modem (modulator/demodulator), a cellular radiotelephone, a cordless radiotelephone, a two-way radio, a pager, a base, or any other communication device. As used herein, "communication device" refers to each of these and their equivalents.

The communication link 104 is a radio frequency wireless link which may be subject to multipath propagation. Thus, paths P1 and P2 represent two signal paths between a first antenna 106 of communication device 102 and an antenna 108 of communication device 101. Communication paths P3 and P4 extend between an antenna 110 and antenna 108. Communication paths P5 and P6 extend between an antenna 112 and antenna 108. It will be recognised that the actual number of communication paths between any one of the antennas 106, 110, and 112 and antenna 108 can be fewer or greater than two.

Communication device 101 includes a transmitter 116 and a receiver 118 connected to antenna 108. The transmitter 116 and receiver 118 are controlled by a controller 120. The transmitter 116 is implemented using any suitable commercially available transmitter for wireless communications. The receiver 118 is implemented using any suitable commercially available receiver for wireless communications. The controller 120 is implemented using a microprocessor, a digital signal processor (DSP), a programmable logic unit (PLU), or the like. The transmitter 116 and the receiver 118 are connected to antenna 108 to transmit and receive signals via the antenna.

The communication device 102 includes a transmitter 122, a receiver 124 and a controller 126. The controller 126

can be implemented using a microprocessor, a digital signal processor, a programmable logic unit, a computer or the like. The controller 126 controls the operation of transmitter 122 and receiver 124. Transmitter 122 is implemented using any suitable commercially available transmitter for wireless communications. The receiver 124 is implemented using any suitable commercially available receiver for wireless communications.

An output of the transmitter 122 is connected to transmit path weight circuits 131, 133 and 135. Each of the transmit path weight circuits is in turn connected to a respective one of antennas 106, 110 and 112 via a duplex circuit 113. The transmit path weight circuits weight the signals output by the transmitter according to a control signal received from controller 126. The signal output by the transmitter can be connected to the transmit path weight circuits 131, 133 and 135 by respective conductors, such that each receives a respective signal, or by a common conductor, such that the transmit path weight circuits all receive the same signal.

The input of the receiver 124 is connected to the output of the receive path weight circuits 150, 152 and 154. Each of the receive path weight circuits receives a respective signal from a respective one of the antennas 106, 110 and 112 input through duplex circuit 113.

The duplex circuit 113 can be implemented using any suitable duplex device, a switch circuit, a filter, or the like. The duplex circuit 113 connects the antennas to the transmit and receive paths to provide full duplex or half duplex operation.

The transmit path weight circuits 131, 133 and 135 are shown in greater detail in FIG. 2. The transmit path weight circuit 131 includes a phase shift circuit 230 and a variable gain amplifier 236. The transmit path weight circuit 133 includes a phase shift circuit 232 and a variable gain amplifier 238. The transmit path weight circuit 135 includes a phase shift circuit 234 and a variable gain amplifier 240. A fixed gain amplifier can be substituted for the variable gain amplifier if the weights only require changes in the phase of the signal. Each of the phase shift circuits 230, 232 and 234 is independently controlled, such that the antennas have independent phase signals input thereto. Each of the amplifiers is controlled independently by controller 126. Other means of adjusting the gain and phase of the signals will be recognised by those skilled in the art. For example, the signal level can be adjusted in a digital signal processor under software control and output through a constant gain amplifier.

The variable gain amplifiers 236, 238 and 240 are each selectively connected through a respective switch 250, 252, and 254 to a respective antenna 106, 110, and 112. The switches are connected to controller 126 to receive a transmit/receive indication signal therefrom. In the transmit mode, the switches are connected as shown in FIG. 2. In the receive mode, the antennas 106, 110 and 112 are connected to the receive path weight circuits 150, 152 and 154.

The receive path weight circuits 150, 152 and 154 each receive a control signal from controller 126. Each of the receive path weight circuits is individually controlled. The output of the receive path weight circuits 150, 152 and 154 are input to receiver 124. Controller 126 adjusts weighting factors W4, W5 and W6 according to known algorithms. Generally, the controller 126 is responsive to the output of receiver 124 to adjust each of the coefficients W4, W5 and W6 to optimise the receive signal quality. The receive signal path is typically optimised by maximising the received magnitude or power or by maximising an estimate of the ratio of wanted signal to noise plus interference.

Controller 126 generates phase signals for the phase shift circuits 230, 232 and 234, and controls the gain of variable gain amplifiers 236, 238 and 240 according to predetermined values stored in a memory 160. The following tables, or "codebook" as used herein, are weights for the transmit paths including three antennas 106, 110 and 112. The gain and phase together with the equivalent complex notation are given. In these examples, $\alpha=1/\sqrt{6}$ and $\gamma=1/\sqrt{3}$. With 16 vectors, the memory 160 stores the following values for the three antennas, with the index, or vector number, on the left column and the weights W1, W2 and W3 for the three transmit path weight circuits 131, 133, and 135 in the other columns:

Vector Number	w ₁ (gain, phase)	w ₂ (gain, phase)	w ₃ (gain, phase)
0	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
1	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
2	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
3	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
4	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
5	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
6	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
7	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
8	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
9	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
10	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
11	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
12	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
13	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
14	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
15	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$

This table represents phase shifts only. This means that the phase of the transmit signal will be adjusted and the gain of the variable gain amplifiers 236, 238 and 240 will not be adjusted. For digital phase adjustment implementation, the complex baseband digital signal is multiplied by the above complex numbers. Since there are 24 vectors, four bits are required to specify the index to a vector.

A larger table of values can be employed. The following Table 2 provides 31 weight combinations.

TABLE 2

Vector Number	w ₁ (gain, phase)	w ₂ (gain, phase)	w ₃ (gain, phase)
0	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
1	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
2	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
3	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
4	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
5	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
6	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
7	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
8	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
9	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
10	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
11	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
12	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$
13	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$
14	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$
15	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$	$\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$
16	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$\beta+j(\beta, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
17	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$0+j\beta(\beta, 90^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
18	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$-\beta, +j0(\beta, 180^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
19	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$0-j\beta(\beta, -90^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$
20	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$
21	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$0+j\beta(\beta, 90^\circ)$
22	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$-\beta+j0(\beta, 180^\circ)$
23	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$0+j0(0, 0^\circ)$	$0-j\beta(\beta, -90^\circ)$
24	$0+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$
25	$0+j0(0, 0^\circ)$	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$	$-\beta+j0(\beta, 180^\circ)$

TABLE 2-continued

Vector Number w ₁ (gain, phase)	w ₂ (gain, phase)	w ₃ (gain, phase)
26	0+j0 (0, 0°)	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$
27	0+j0 (0, 0°)	$\beta+j0(\beta, 0^\circ)$
28	1+j0 (γ, 0°)	0+j0(0, 0°)
29	0+j0 (0, 0°)	1+j0(γ, 0°)
30	0+j0 (0, 0°)	0+j0(0, 0°)

In this table, $\beta=1/\sqrt{2}$, and the gains and phases are both adjusted with the transmit path to some of the antennas sometimes being completely disabled where the gain values are 0. Five bits (25 different vectors) are required to specify an index to a vector. The tables are provided by way of example, and are not exhaustive. Tables having other sizes can be defined, and different tables with the same number of entries can be used.

Each of the gain and phase values produces a different antenna pattern. By changing the gains of the variable gain amplifier, and the phases, the antenna pattern can be changed. By changing the antenna pattern, the antenna array can provide better performance to remote communication devices located in different geographic locations within the coverage area of a base, or better position a remote communication device to communicate with a base station.

In operation, the controller 126 sets the weights of the transmit path W₁, W₂, and W₃ according to predetermined values upon initially establishing a communication link with communication device 101, as indicated in block 300 (FIG. 3). For example, the initial weights can be the last weights W₁, W₂ and W₃ from the previous connection, the initial weights can be the weights corresponding to the antenna pattern having the widest coverage area, or the weights W₄, W₅ and W₆ calculated for the receive path can be used as the initial weights W₁, W₂, and W₃ for the transmit path. The antenna weights can set the gains of variable gain amplifiers 236, 238, and 240 and the phases of phase shift circuits 230, 232 and 234, or only the phases of the phase shift circuits can be set.

During communication, information packets are transmitted by transmitter 122 to communication device 101, as indicated in block 302. The other communication device 101 receives the signals transmitted from transmitter 122 and transmits back an acknowledgement signal (ACK) or a non-acknowledgement signal (NACK), depending upon whether the signal was received accurately, as is known in the art. Typically a checksum or cyclical redundancy check (CRC) data is transmitted with each information packet. If the CRC or checksum is not produced from the information packet actually received, the NACK signal is transmitted to receiver 124.

If the controller 126 receives an acknowledgement signal, as detected in block 304, the next information packet is transmitted. If an error signal, such as a NACK, is received from communication device 101, as detected at block 306, the controller 126 selects new antenna weights W₁, W₂, and W₃, in block 308. This changes weights W₁-W₃ such that the antenna pattern is altered. The new weights can be the weights associated with the next Vector Number in the codebook stored in memory 160, as represented in Tables 1 or 2.

The controller 126 determines whether the next antenna pattern is one that was recently subject to an error signal from the other communication device 101 (e.g., a NACK was received from the other communication device when the

new antenna weights was last employed), in decision block 310. A predetermined time period can be set in the controller 126. The controller 126 will not permit weights to be selected if it was subject to an error signal within this predetermined time period. This prevents the controller 126 from rapidly cycling through patterns when the connection quality is such that none of the weights provides an error free connection.

If an error message was received, the controller 126 controls transmitter 122 to retransmit the information, in decision block 312. The controller 126 then returns to the block 304 to await an acknowledgement signal or an error signal from the other communication device.

It will be recognised that the decision blocks 304 and 306 could be executed by an interrupt initiated by an error signal that occurs during ordinary transmission processes. Thus, buffering of packets, with coding and interleaving between them, as well as modulation and transmission, can be an ongoing process of the communication device 102. Upon detection of an error signal, such as a NACK, the controller 126 interrupts the transmission briefly to change the weights W₁, W₂ and W₃. The transmission process will then resume.

It will also be recognised that the weights W₄, W₅ and W₆ will be adjusted by controller 126 based upon the signals output by receiver 124. Such methods of weighting are well known in the art.

The present invention is particularly advantageous in communication systems where the transmit and receive paths have different frequencies, such as the GSM communication system. In such environments, the weights of the receive path by receive path weight circuits 150, 152 and 154, is not necessarily indicative of the optimum weights for the transmit path by transmit path weight circuits 131, 133 and 135. This is due to propagation delays, interference, and other frequency sensitive phenomena.

Another important consideration is the rate at which the communication devices 101 and 102 are moving relative to one another. If a communication device 101 is travelling rapidly, and the communication device 102 is stationary, the propagation paths P₁-P₆ will change quickly. At other times, communication devices 101 and 102 may not be moving relative to one another. This is true in pedestrian situations, which is where a cellular phone user is standing still or walking during a phone call. The paths P₁-P₆ will change at a slow rate, or not at all, in such pedestrian situations.

One or both of the communication devices 101 and 102 can advantageously determine the rate at which communication devices 101 and 102 are moving relative to one another. For example, Doppler measurements can be used to determine the rate of change. The controller 126 uses the rate of change information to determine whether to change the phase and amplitude settings. More particularly, the present invention is particularly advantageous where the communication devices 101 and 102 are slowly moving or are not moving relative to one another because in these situations the delay in receiving a NACK will cause least detriment to the performance. In these situations, selection of the antenna pattern can have a substantial impact on the performance of the telephone during the call. This is due to the fact that the antenna pattern that will best service the user will not change. Additionally, a bad antenna pattern will likely remain undesirable throughout the call.

In the situation where the communication device 101 is in a vehicle travelling at a high velocity, the weights creating

an antenna pattern that best services the communication device 101 may change rapidly. Accordingly, altering the antenna pattern each time an error signal is received may not result in a substantial improvement in the performance of the communication system 100. Additionally, weights that do not work well one instant may be the best choice seconds later, which could result in rapid switching of weights W1, W2, and W3. The influence of velocity of course depends on the design of the system, in particular the delay between transmission of a packet and receiving a NACK.

The memory 160 storing the gain and phase values can store a table of most recently used antenna patterns. Those patterns which resulted in an error indication are preferably not used for a predetermined time period. The predetermined time period is preferably adjustable according to the rate at which the communication devices 101 and 102 are moving relative to one another. Thus, where communication devices 101 and 102 are not moving apart, the time period can be equal to the entire connection time of communication devices 101 and 102. Alternatively, where communication devices 101 and 102 are moving rapidly relative to one another, the time period can be very short, or zero. In any case, the predetermined time period should be greater than the correlation time of the channel to prevent reselection of a weight vector which previously resulted in an error and which could still provide poor performance if the channel has not changed much.

An advantage of the above embodiment is that the communication device 101 changes the weights without the assistance of other communication devices. Accordingly, the weight adjusting circuit can be implemented in existing systems without having to update existing equipment.

According to another embodiment, a signal is transmitted by communication device 102 to determine the weights for transmit path weight circuits 131, 133 and 135 where the determining takes place at a communication device 101. This embodiment will now be described with reference to FIGS. 4 and 5. The controller 126 controls the transmitter 122 to generate a reference signal applied to antenna 106, as indicated in block 400. The reference signal can be a tone or any other suitable signal.

The reference signal is applied to antenna 106 by controlling the gain of variable gain amplifiers 238 and 240 to have a gain of zero and controlling variable gain amplifier 236 to have a non zero gain. The controller 126 controls transmitter 122 to output a tone signal to antenna 110, as indicated in block 402. To supply the tone only to antenna 110, only the gain of variable gain amplifier 238 has a non zero value. The controller 126 controls transmitter 122 to output a tone signal to antenna 112, as indicated in block 404. To supply the tone only to antenna 112, only the gain of variable gain amplifier 240 has a non zero value.

Thus a predetermined tone is input to each of the antennas at different times. Alternately, a different frequency signal can be simultaneously input to each antenna 106, 110, and 112, or signals having different codes can be simultaneously input to each antenna. However, by any of these three means, the signal applied to each antenna must be distinguishable by communication device 101.

It will be recognised that the transmitter 122 can be connected to transmit path weight circuits 131, 133 and 135 through respective conductors of a bus extending from transmitter 122 to transmit path weight circuit 131, 133 and 135. This permits different signals generated by the transmitter 122 for each of the antennas to be individually applied to the transmit path weight circuits.

Controller 126 waits to receive weight signals at receiver 124, as indicated in decision block 408. The controller 126 can alternately be interrupted from standard transmission operation when the weight signals are received. In either case, when new weights are received from communication device 101, the controller 126 changes the weights of the transmit path weight circuits 131, 133 and 135 to the values received from communication device 101, as indicated in block 410. If the index is received from communication device 101, then the controller 126 selects the weights associated with the index from the codebook in memory 160 and controls the transmit path weight circuits 131, 133, and 135 accordingly.

The operation of the communication device 101 will now be described with reference to FIG. 5. The controller 120 receives the reference signals transmitted via each of antennas 106, 110 and 112 in blocks 500, 502 and 504. Although the signals associated with the respective antennas 106, 110 and 112 are separated in time, as described above with reference to FIG. 4, they could alternately be identified by their frequency if they have different frequencies, or by their code if they have different codes. The controller 120 thus identifies the reference signal transmitted by each antenna.

The controller 120 calculates the optimum weights for the transmit path weight circuits 131, 133, and 135 based upon the received signal levels for each of the antennas 108, 110 and 112, as indicated in block 506. The optimum weight vector can be calculated from the received signal gain and phase. The complex conjugate of the complex representation of the estimated gain and phase from each antenna can be used as the weight for each antenna. The estimated gain and phase for each antenna is obtained in the controller 120 by correlation of the reference signal received with a local copy of the predetermined reference signal stored in controller 120. The result of the correlation between these signal indicates the estimated gain and phase of the transmission path from each of antennas 106, 110 and 112.

Alternately, the codebook can be used to choose a preferred weight vector from the candidate list. This can be done by selecting the vector from the codebook that is closest to the optimum weight vector as calculated from the complex conjugate of the estimated received phase and gain. Alternatively, the preferred weight vector is chosen to maximise the received signal power at the receiving communication device.

The weights from the codebook maximising the power can be calculated. As already mentioned, the gain and phase of the reference signal sent from each antenna is estimated in the receiver by correlation with a known local copy of the reference signal originally transmitted. The weight vector is then selected as follows:

```

t = |w0Tc|
index = 0
do k=1 to K-1
    if |wkTc| > t then
        index = k
        t = |wkTc|
    end if
end do

```

where the estimated gain and phase of the signal received from the ith antenna (antenna 1, antenna 2 and antenna 3) is represented in complex notation by c_i and the set for all antennas by the vector c; and the kth weight vector in the predetermined list is w_k where there are K vectors in the list stored in memory 160 of communication device 102 and in

controller 120 of communication device 101. $|\cdot|$ represents the magnitude of the complex number \cdot . Also \cdot^T represents the transpose of vector or matrix \cdot where the rows and columns are interchanged.

This method multiplies the weights w_k of each vector in the index codebook and the weight and gain estimate for each antenna c_p , and adds the result to generate a temporary amplitude measurement t for the particular weights. This is an estimate of the amplitude of the signal which would be received if the particular weights were applied at the transmitter. The index associated with the largest t (the highest estimated amplitude at the receiver) is selected as the optimum weight for the transmit path of communication device 102. The index associated with the optimum weights are then sent back to communication device 102, as indicated in block 508.

Simulations show that the codebook approach requires less capacity overhead on the downlink than a quantisation approach of the complex conjugated received gain and phase when appropriate normalisation and candidate vector distributions are used. In addition, the codebook entries can be selected to provide the following benefits. By selecting weights such that signals are emitted through more than one of the antennas, a single antenna transmit path is not required to pass all of the power. This provides a restriction on individual amplifier peak power requirements for the transmit circuitry in each path providing both a cost and size benefit relative to a system where it is possible that one of the transmit paths may have to pass all the power.

Additionally, the lookup table, or codebook, can be used to facilitate error protection coding, such as checksums or CRC information. The error protection coding can be saved with the index information, and transmitted without requiring calculation of the error protection coding. This reduces the complexity of the transmitter error protection encoding.

Another advantage of the lookup table is that candidate weight vectors evaluated at each frame time can be those closest to the weight vector for the most recent frame. This reduces the search complexity for pedestrian environments where slow speeds cause the optimum weight vector to change slowly, as the previous weights are likely to remain a good choice. However, the controller can also consider all the weights in the codebook if the weights closest to the weights of the previous selection are unsatisfactory.

Where the codebook is used, the communication devices 101 and 102 must have the same values. This can be accomplished by downloading the codebook from one of the communication devices to the other communication device. Alternately, another method could be provided to verify that the vector number values are the same in both communication devices.

With reference to FIG. 6, it can be seen that both an information packet and the reference signals are transmitted from communication device 102 to communication device 101. The reference signals are sent separately from each antenna, one after the other. There is a delay from the time that the information is processed in communication device 101 to calculate the coefficients and the time that the weight vector specified in communication device 101 is used by communication device 102. The communication device 102 then transmits an information packet using the weights received from the communication device 101.

Each time an information packet is transmitted, the reference signals are communicated from the antennas 106, 110 and 112, and new weights calculated for the next packet in communication device 101. In order to minimise effects of delay in the feedback system, the reference signals can be

positioned non contiguous with the information packets such that the reference signals are closer to the information packet sent by communication device 102 using the coefficients. Alternatively, the reference signals can be positioned in the information packet. Using either method to minimise or eliminate the delay helps avoid problematic communications resulting from changes in the channel occurring after the reference signals are communicated.

It is also envisioned that the controller 120 can interpolate weights for the antenna from the weights generated from reference signals transmitted with two packets of information. By generating the coefficients from two consecutive, spaced reference signals, changes in the characteristics of the transmission paths can be taken into account in determining the best signal pattern.

A transmit mode of a digital cellular telephone system 700 (FIG. 7) includes a first communication device 702 and a second communication device 704. Communication device 702 includes an antenna array 706 and communication device 704 includes an antenna array 708. The antenna arrays are interconnected by a plurality of signal paths represented by P. The communication devices 702 and 704 can be two-way radios, a radiotelephone and a base, or the like.

The communication device 702 includes a controller 714 which outputs speech and data signals as well as control signals to select the weights W1, W2 and W3 in the transmit path. The speech and data signals are input to a coding and modulation circuit 716. The weight control signals are input to a gain and phase shift circuit 718, which couples the amplitude and phase control signals from controller 714 to variable gain amplifiers 720-722 and phase shift circuits 724-726. The transmission signals are input to phase shift circuits 724-726 via a framing and reference generating circuit 723.

The framing and reference generating circuit 723 frames data and speech for transmission and couples reference signals to the phase shift circuits 724-726, one for each of antennas 728-730. Respective base band signals are formed by framing and reference generating circuit 723, one for each antenna, and the appropriate phase shift is applied to each by phase shift circuit 724-726.

The phase shift circuits 724-726 are provided digitally by a multiplier, such that the complex values from the codebook can be multiplied by the output of the framing and reference generating circuit to produce the phase shift. The phase shifted signals are converted to analogue signals in a digital-to-analogue converter circuit 732. The frequency of the analogue signals is increased in an up converter 734-736, and the higher frequency signals are amplified in the variable gain amplifiers 720-722. The gain of the variable gain amplifiers 720-722 is selected according to the weights for each antenna. Thus, the transmit path weight circuit in the transmit path comprises phase shift circuits 724-726 and variable gain amplifiers 720-722. Although 3 phase shift circuits are shown in this example, in practice it would only be necessary to implement two since the absolute phase does not matter, only the relative phases of the three transmit path weight circuits.

The receive path of communication device 702 includes down converters 740-742 for reducing the frequency of the signals received from antennas 728-730, respectively. The down converted signals are input to an analogue-to-digital converter circuit 744, which outputs respective digital signals from each of the signals output by the down converters. The digital signals are demodulated in a receiver processor 750.

The communication device 704 includes a controller 752 which outputs speech and data signals as well as control signals to select the weights W1, W2 and W3 in the transmit path. The speech and data signals are input to a coding and modulation circuit 754. The weight control signals are input to a gain and phase shift circuit 756, which couples the amplitude and phase control signals from controller 752 to variable gain amplifiers 758–760 and phase shift circuits 762–764. The transmission signals are input to phase shift circuits 762–764 via a framing and reference generating circuit 766. The framing and reference generating circuit 766 frames data and speech for transmission and couples reference signals to the phase shift circuits 762–764, one for each of antennas 768–770. Respective base band signals are formed, one for each antenna, and the appropriate phase shift is applied to each by phase shift circuits 762–764. The phase shifted signals are converted to analogue in a digital-to-analogue converter circuit 772. The frequency of the analogue signals is increased in up converters 774–776 and higher frequency signals are amplified in the variable gain amplifiers 758–760. The gain of the variable gain amplifiers is selected according to the weights for each antenna.

The receive path of communication device 704 includes down converters 780–782 for the signal from antennas 768–770, respectively. The down converted signals are input to an analogue-to-digital converter circuit 784, which outputs respective digital signals from each of the signals output by the down converters. The digital signals are demodulated in a receiver processor 790.

The communication devices 702 and 704 are illustrated as being identical as the transmit path can be from communication device 702 to communication device 704 or from communication device 704 to communication device 702. However, the communication devices 702 and 704 can be different, such that communication device 702 is a base station and communication device 704 a radiotelephone, for example. It will be recognised that in the case of a base, the transmit path will also include a multiplexer to combine signals for multiple simultaneous users. The receive path of a base will also include a demultiplexer, to separate the signals from different simultaneous users.

Calculation of the optimum weights for the transmit path will now be described for transmission from communication device 702 to communication device 704, although the description applies equally for communications from communication device 704 to communication device 702. Although the communication devices 702 and 704 have three antennas, the description applies equally to systems having other numbers of antennas, and thus applies generally to a system having I antennas in the transmit path of the transmitting communication device and N antennas in the receive path of the receiving communication device. For communications from communication device 702 to communication device 704, I equals 3 and N equals 3.

The estimated gain and phase of the signal received at the n'th receiver antenna from the i'th transmitter antenna is represented (in complex notation) by $c_{i,n}$ and the set for all combinations by the matrix C (with N rows and I columns). The estimated gain and phase at the antennas 768–780 which would be produced by a transmitter weight vector w is then given by C_w . The weight vector is selected from the codebook as follows:

```

v=Cw0
t = vHv
index = 0
5   do k=1 to K-1
      v=Cwk
      p = vHv
      if p > t then
         index = k
         t = p
      end if
10  end do

```

The controller 752 of communication device 704 uses this method to calculate the vectors v by multiplying the matrix C by a weight vector w_0 , which is the first weight vector in the codebook. An initial value t is calculated from the vector v derived from w_0 . This value of t represents an estimate of the amplitude of the signal which would be obtained at the receiver with weight vector w_0 at the transmitter and maximum ratio combining of the signals at the receiver. Maximum ratio combining is a well known technique of combining signals from multiple antennas. Vectors v are derived from C and each vector w_k of weights. The estimated magnitude p for each weight from the codebook is calculated by multiplying v and the Hermitian transform of v for that weight vector. The index k associated with the highest value p so measured in controller 752 is sent back to the transmitting communication device 702. The controller 714 controls the variable gain amplifiers 720–722 and phase shift circuits 724–726 to have the weights corresponding to the index number transmitted.

The controller 752 thus estimates the performance at the output of receiver processor 790. The output of the receiver processor 790 is derived from the combined output of antennas 768–770 of antenna array 708. This estimate is also based upon weights of the receive path determined by the controller 752.

As mentioned, a maximum ratio combiner is employed for the receiver. Other optimisation techniques such as optimum combining could be substituted particularly when it is desirable to reduce the effects of interference. Optimum combining is a known technique. Instead of maximising received amplitude or power, the controller 752 ratio could maximise the ratio of wanted signal to interference plus noise.

Embodiments will now be described wherein the receiving communication device includes an equaliser 820. In these embodiments, the description is for a receiving communication device including a single antenna and a transmitting communication device having multiple antennas, as illustrated in FIGS. 1 and 2.

In these embodiments, a reference signal is employed to determine the weights and to calculate settings for an equaliser 820 in the receive path. It is known to transmit a reference signal to a receiving communication device to be used by the receiving communication device in setting an equaliser 820. In existing systems, the reference signal is selected to simplify the setting of the coefficients.

However, the inventors have discovered that where the transmitting device includes an antenna array and the receiving device includes an equaliser, the reference signal transmitted can be selected to reduce transmission overhead for reference signals while maintaining large gains with an antenna array.

The present invention requires transmission of multiple reference signals, one for each antenna in the array. Where communication device 101 is a base and communication

device 102 is a radiotelephone, it is advantageous to use a signal which minimises transmitting overhead for selecting the weights in the transmit path of communication device 102 without concern for the resource requirements in the communication device 101 that is a base. The communication device 101 that is a base will have sufficient capability to execute difficult computations in selecting the equaliser 820 values, whereas it is advantageous to minimise the energy requirements in the communication device 102 to prolong battery life.

If on the other hand the communication device 101 is mobile and the communication device 102 is a base, it is desirable to minimise the requirements of communication device 101. The transmission requirements are not as critical to the base as it can broadcast a signal without concern for battery life. The greater concern is the drain on the resources of the portable communication device while calculating values for the equaliser 820 in its receive path. Accordingly, if the communication device 101 is a portable communication device, it is desirable that the reference signal simplify calculation of the equaliser settings. Therefor, it is envisioned that different signals can be employed for the reference signal depending upon which of the communication devices 101 or 102 is portable in communication systems such as a radiotelephone networks.

If the communication device 101 is a radiotelephone, the reference signal which simplifies calculation of the equaliser settings is a portion of modulated data such as is used in systems like GSM, for example. The reference signals are shown in FIG. 12. As shown in FIG. 12, the reference signals are separated in time with sufficient separation to allow for multipath delay. The beginning and end of the reference signals is characterised by a period of ramping so that the power does not change instantaneously.

To minimise overhead, the reference signals are used both for synchronisation, equaliser setting, and for weight vector selection. In addition, to further reduce overhead, the reference signals are designed and employed differently to those usually employed in TDMA systems (e.g. in TETRA and GSM). For weight vector selection with an equaliser setting, a codebook approach is employed.

A controller circuit 800 including an equaliser setting circuit 802 is illustrated in FIG. 8. This controller can be used in communication device 702 or 704, or both, and is employed when one or both of the communication devices has an equaliser. The controller circuit 800 includes a reference signal processor circuit 804 which processes received signals to calculate the antenna weight at another communication device having an antenna array. A weight vector selection circuit 806 uses weight index stored in a codebook 808, which is the index of weights such as Table 1 or Table 2. The weight vector selection is input to the equaliser setting circuit 802 and a binary format and coding circuit 812. The binary format and coding circuit outputs information for transmission to the other communication device.

The transmitting communication device sends both information signals and reference signals as illustrated in FIG. 6. The reference signals are sent separately from each antenna. In order to minimise effects of delay in the feedback system, the reference signals are preferably noncontiguous with the information packets. Additionally, where the receiving communication device has an equaliser, and the equaliser and transmit path weights for an antenna array are set using the same reference signal, the signal for each antenna is preferably separated by time as opposed to being distinguished by frequency or code.

A method by which the weight vector is found independently of the equaliser setting, and then the receiver equaliser settings are determined from the weight vector, is first described. This method applies when the reference signals are chosen to minimise overhead, as is likely when communication device 101 is a base. The method uses values preset in the communication device. The matrix X is stored in the communication device at the time the communication device is manufactured, activated, or when it is being used in a new system. The matrix is calculated as follows:

$$X = (Y^H Y)^{-1} Y^H$$

where

$$Y = \begin{bmatrix} r & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & r & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & r & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & r \end{bmatrix},$$

and r is a column vector of the known reference signal waveform, and Y^H is the Hermitian transform of Y .

The reference signal processor circuit 804 (FIG. 8) calculates and stores the correlation matrix R of the reference signals:

$$R = \sum_i s_i s_i^H$$

where s_i is the reference signal received from the i 'th antenna and s_i^H is the Hermitian transform of the reference signal received from the i 'th antenna.

The weight vector selection circuit 806 then performs calculations for each of the indexes in the codebook 808 to maximise the power signal p , where $p = w^H \cdot R \cdot w$

w represents a candidate weight vector, and w^H represents a Hermitian transform of the candidate weight vector. The index of weights producing the largest value of p is thus selected. The index of the selected weight vector is then transmitted to the handset via the binary format and coding circuit 812.

The coefficients are then calculated from the selected weight vector. For example, in for a Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE) equaliser, the equaliser coefficients are generated from settings derived in the equaliser setting circuit 802 as follows. First the vector v , which is an estimate of the signal that would be received if the reference signal is sent simultaneously from all antennas with the selected weights, is calculated as follows:

$$v = \sum_i s_i w_i^*$$

where w_i is the i 'th element of the selected weight vector. A channel estimate h , from which is extracted the equaliser settings, is calculated as follows:

$$h = (Xv) \otimes m$$

where m is the modulation impulse response of a filter (not shown) in the transmitting communication device, and where \otimes denotes convolution.

This vector h is used for symbol timing synchronisation after which the equaliser settings are extracted in a suitable manner as is known to those skilled in the art. Complexity is minimised by precomputing as many quantities as possible.

The equaliser settings for an information packet are found at the same time as the weight vector selection for the

information packet. In some circumstances there may be significant delay in the feedback path. This affects both the accuracy of the weight vector selection and the equaliser setting. In an alternative method, the equaliser settings for one packet are found from reference signals which are used to derive weight vectors for the next information packet. This reduces delay in the establishment of the equaliser settings, and is possible where the weight selection and equaliser settings are independent.

The reference signals that minimise overhead are a portion of modulated data with properties such that the inverse $(Y^H Y)^{-1}$ shown above is well conditioned. As shown in FIG. 12 the reference signals will be separated in time with sufficient separation to allow for multipath delay. The beginning and end of the reference signals is characterised by a period of ramping so that the power does not change instantaneously, in the same way as in bursts of TDMA systems today.

According to another embodiment, the weight vector is found jointly with the equaliser settings. This method also applies when the reference signals are chosen to minimise overhead, that is likely when communication device 101 is a base. This approach is desirable when the equaliser length is such that the equaliser can not capture all multipath propagation. This approach employs a controller circuit 900 architecture depicted in FIG. 9. The controller circuit 900 can also be used with an MLSE equaliser. A weight vector selection and equaliser setting circuit 902 uses the quantities:

$$X = (Y^H Y)^{-1} Y^H$$

where Y

$$Y = \begin{pmatrix} r & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & r & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & r & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & r \end{pmatrix}$$

and r is a column vector of the known reference signal waveform.

These values are pre-computed and stored in the controller 752 as described briefly above. Another known impulse sequence is z , which is defined such that when z is filtered by a modulation filter (a filter, not shown, in the transmit path of communication device 702) having an impulse response m (such as a raised cosine filter), the resulting waveform is r . Before the codebook 808 values are used, the following quantities are computed and stored:

$$c_i = (X s_i) \otimes m$$

$$R = \sum_i c_i s_i^H$$

where s_i is the reference signal received from the i 'th antenna.

index=1, min_error=1,000,000.0

p_threshold=a number between 0.0 and 1.0 such as 0.7. where c_i is a vector of coefficients representing components of the combined filter and channel responses from the i 'th transmit antenna, m is the modulation impulse response of the transmit path filter (not shown), and \otimes denotes convolution. The initial value for the minimum error is selected to be large. The p_threshold value is selected to limit the number of calculations that must be performed. Thus, only those weights having the highest power measurements are

consider. The value 0.7 corresponds to having only the top 30% considered. The inventors have found that the fewest errors occur when the signal is strong, though not necessarily when it is the strongest. A larger, or smaller percentage, of the weight candidates can be considered.

The codebook calculations for J candidate weight vectors are then performed as follows:

```

10 do j = 1 to J
p=w^H.R.w where w is the candidate weight vector
if p > p_threshold
calculate "Error"
if error < min_error then
min_error = error
index=j
end if
end if
end do loop

```

The equaliser setting circuit 902 first measures the power and determines if the power is above the threshold. For those power measurements above the threshold, the error is calculated using equaliser settings calculated for the weight vector. For an MLSE equaliser, the "error" is calculated at each iteration as follows:

$$\text{candidate impulse response } h = \sum_i c_i w_i^* \\
\text{"error"} = |h \otimes z - x| / \|x\|$$

where x is a vector with components $x_i = w^H s_i$, $\| \cdot \|$ represents vector norm., h represents the candidate equaliser settings which are extracted from h during the symbol timing synchronisation process, which synchronisation process as already described is known to those skilled in the art of equalisation, and w_i^* is the complex conjugate of w_i . This process maximises the quality level by determining the values of h and w that minimise the errors, as opposed to detecting the weights that maximise the power of the received signal. The "error" is a quality estimate of a signal output by the equaliser.

The index of the selected weight vector is then processed for transmission to the handset by the binary format and coding circuit 812. The equaliser settings are used to set coefficients in the equaliser 820.

FIG. 10 shows the performance of the system of FIG. 8 with 4 transmit antennas compared to the case with no array for a GSM type system, with a 2 symbol delay spread channel and at pedestrian speeds. The graph shows Bit Error Rate (BER) versus the ratio of Energy per bit to noise power density (Eb/No) in decibels (dB). Curve 1000 is the performance with no error protection coding with no array, and should be compared to curve 1002 which is the corresponding uncoded performance with an array. Gains of the order of 7 dB are achieved which allows a very considerable increase in talk time or capacity within a mobile radio system. Curve 1001 is the performance with error protection coding with no array, and should be compared to curve 1003 which is the corresponding coded performance with an array. Gains of the order of 7 dB are again achieved. The overhead savings on both reference signals and weight specifiers are more than 20% over more conventional reference signal design and over weight vector quantisation, as opposed to codebook schemes.

FIG. 11 shows the performance of the controller method of FIG. 9 compared to that of FIG. 8 in a particular case where it is not appropriate to estimate array settings and equaliser settings independently. Curve 1005 represents the performance with no error protection coding for the method of FIG. 8, which should be compared to the curve 1006

representing the uncoded performance for the method of FIG. 9. Curve 1007 represents the performance with error protection coding for the method of FIG. 8 which should be compared to the curve 1008 representing the coded performance for the method of FIG. 9. In this case, the circuit of FIG. 9 offers performance benefits in good signal conditions.

Thus it can be seen that the transmit path weights for an antenna array can be adjusted to improve the gain of the transmit path. The transmit path weights can be set independently of the receiving communication device. 10 Alternatively, the receiving communication device can select the weights based upon a reference signal received from the transmitting communication device. A codebook can be employed to facilitate the process of selecting weights. Where the receiving communication device 15 includes an equaliser, equaliser settings and weights can be calculated from the same reference signal thereby minimising transmission overhead.

I claim:

1. A method of generating weights in a first communication device having a first transmit path, for a second transmit path in a second communication device, the first transmit path in a second antenna array having a plurality of 20 antennas, the method comprising the steps of:

receiving a reference signal at the second communication device that was sent via at least one of the antennas of the antenna array;

calculating at least one weight for the second transmit path;

transmitting the at least one weight from the second communication device to the first communication device,

wherein the step of calculating includes calculating a complex conjugate of an amplitude and phase of the reference signal received at the second communication device; and

selecting the at least one weight from a set of predetermined weights, wherein the at least one weight selected is a weight closest to the complex conjugate.

2. A method as claimed in claim 1, wherein the step of transmitting includes transmitting an index corresponding to the at least one weight.

3. A method as claimed in claim 1, wherein the set of predetermined weights is selected based upon a previous 45 weighting.

4. A method of generating weights in a first communication device having a first transmit path, for a second transmit path in a second communication device, the first transmit path comprising an antenna array having a plurality of 50 antennas, the method comprising the steps of:

receiving a reference signal at the second communication device that was sent via at least one of the antennas of the antenna array; a reference signal at the second communication device that was sent via at least one of the antennas of the antenna array;

calculating at least one weight for the second transmit path;

transmitting, using an error protection coded index, the at least one weight from the second communication device to the first communication device;

receiving a set of weights from the second communication device, indexes in the set of weights including stored error protection coding, and

selecting, by estimating the performance of the first transmit path, the at least one weight from the set of weights received from the second communication device.

5. A method of weighting a first transmit path of a first communication device, the first transmit path between a transmitter and an antenna array associated with the first communication device, the antenna array comprising a plurality of antennas, the method comprising the steps of:

transmitting a reference signal to a second communication device via at least some of the antennas in the antenna array;

calculating, at the second communication device, at least one weight for the first transmit path based on a complex conjugate of an amplitude and phase change during transmission of the reference signal to the second communicating device;

transmitting weight information, according to the at least one weight calculated, from the second communication device to the first communication device;

setting at least one weight in the first communication device according to weight information received from the second communication device; and

selecting at least one weight from the set of predetermined weights, the at least one weight being closest to the complex conjugate.

6. A method as claimed in claim 5, wherein the step of transmitting includes transmitting an index corresponding to the at least one weight.

7. A method as claimed in claim 5, wherein a reference signal is sent through each antenna of the antenna array, and the reference signal for each of the antennas is distinguishable.

8. A method as claimed in claim 7, wherein the reference signals for each of the antennas are distinguishable by their frequency.

9. A method as claimed in claim 7, wherein the reference signals for each of the antennas are distinguishable by time, the reference signals being input to a respective antenna at a different time.

10. A method as claimed in claim 5, wherein a set of predetermined weights is transferred from the first communication device to the second communication device.

11. A method as claimed in claim 10, further including the step of determining previous weights and the step of calculating selects from a subset of weights in the set of predetermined weights, the subset of weights determined from the weights in the previous weighting.

12. A method as claimed in claim 5, wherein the step of calculating includes estimating the performance of the first transmit path at the combined output of the antenna array.

13. A method as claimed in claim 10, wherein indexes in the set of predetermined weights include stored error protection coding, and the step of transmitting includes transmitting an error protection coded index.

14. A communication device comprising:
a transmitter;
a plurality of antennas;
weight circuits connected between each of the antennas and the transmitter;

a controller coupled to the weight circuits wherein the controller controls the transmitter to transmit a reference signal through at least one of the antennas and controls at least one of the weight circuits to adjust a weight associated with at least one of the antennas according to weight information received from another communication device, such that a transmit path including the weight circuits can be varied according to the reference signal transmitted through the at least one of the antennas; and

5 a memory storing predetermined weights, the weight information including an index number associated with the weight associated with at least one of the antennas,

and the controller controlling the at least one of the weight circuits from the index number.

15. A communication device as claimed in claim 14, wherein weight information includes phase information, the controller controlling the at least one of the weight circuits according to the phase information.

16. A communication device as claimed in claim 14, wherein the weight information includes amplitude information, the controller controlling the at least one of the weight circuits according to the amplitude information.

* * * * *

UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE
CERTIFICATE OF CORRECTION

PATENT NO. : 5,999,826
DATED : December 7, 1999
INVENTOR(S) : Whinnett

Page 1 of 1

It is certified that error appears in the above-identified patent and that said Letters Patent is hereby corrected as shown below:

Column 17,

Line 23 reads "path in a second antenna array" and it should read -path in a second communication device, the first transmit path comprising an antenna array--.

Column 18,

Line 26 reads "selecting at least one weight from the set of" and it should read - selecting the at least one weight from a set of--.

Signed and Sealed this

Twenty-sixth Day of June, 2001

Attest:

Nicholas P. Godici

Attesting Officer

NICHOLAS P. GODICI
Acting Director of the United States Patent and Trademark Office